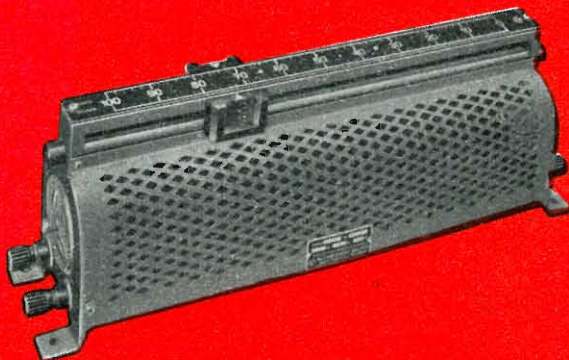
TV
l'antenna
ANNO XLII - MAGGIO 1970 - Abb. Postale - Gruppo III
RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA
NUMERO
5
LIRE 500

Sede della Società

Registratore portatile

Misuratore di onde stazionarie

Reostato di regolazione

**Ing. S. & Dr. GUIDO**

# BELOTTI

PIAZZA TRENTO 8
**20135 MILANO**


**Posta** : **20135 - MILANO**
**Telefoni** : **54.20.51** (5 linee)
(Prefisso **02**) **54.33.51** (5 linee)
**Telex** : **32481 BELOTTI**
**Telegrammi: INGBELOTTI - MILANO**

| | | C.P. |
|---|---|---|
| **GENOVA** - | VIA G. D'ANNUNZIO 1/7 - TEL. 5.23.09 - | **16121** |
| **ROMA** - | VIA LAZIO 6 - TELEFONI 46.00.53/4 - | **00187** |
| **NAPOLI** - | VIA CERVANTES 55/14 - TEL. 32.32.79 - | **80133** |


# STRUMENTI PER MISURE ELETTRICHE

- **GALVANOMETRI • AMPEROMETRI**
- **OHMMETRI • VOLTMETRI**
- **WATTMETRI • VARMETRI**
- **CONTATORI • FREQUENZIMETRI**

- **COSFIMETRI**
- **CAMPIONI DI RESISTENZA**
- **CAMPIONI DI CAPACITA'**
- **CAMPIONI DI INDUTTANZA**

- **POTENZIOMETRI**
- **PONTI PER MISURE DI R, C, L**
- **MISURATORI D'ISOLAMENTO**
- **MISURATORI DI TERRE**

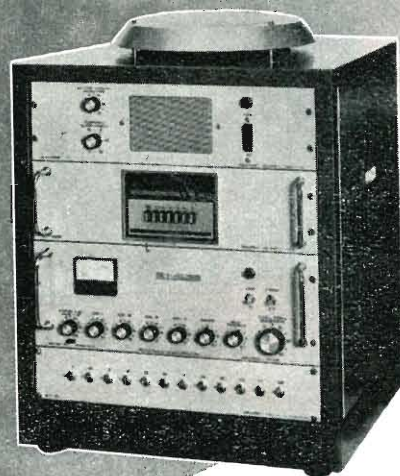
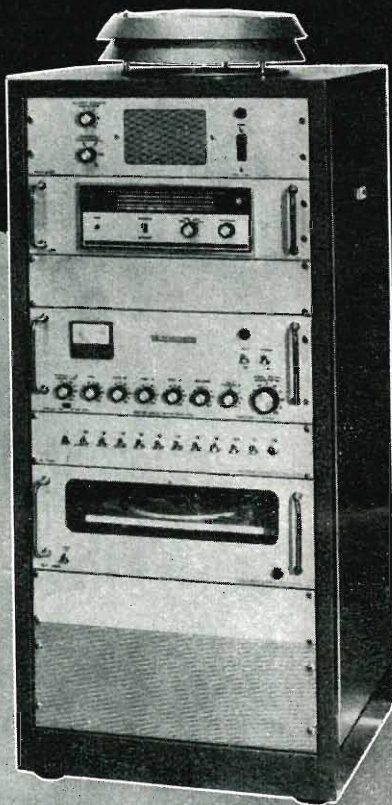
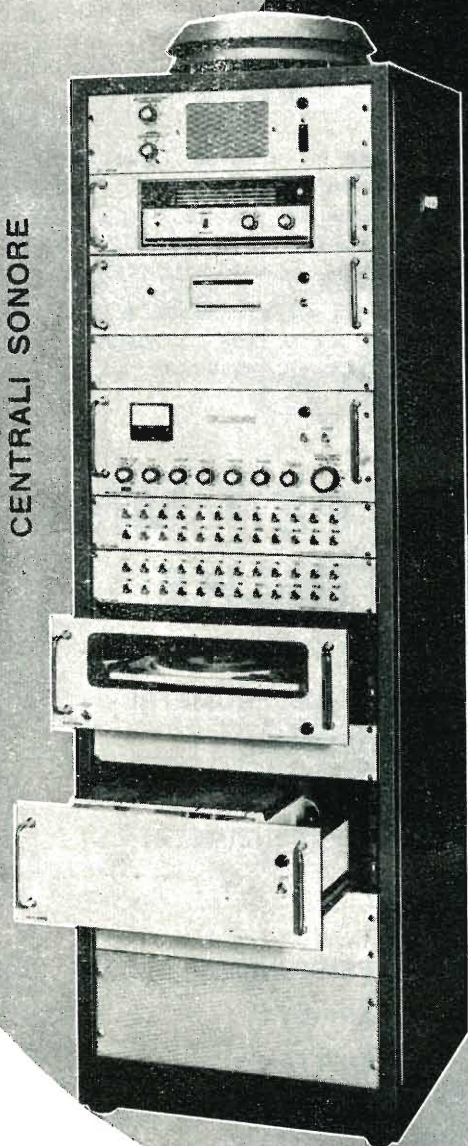
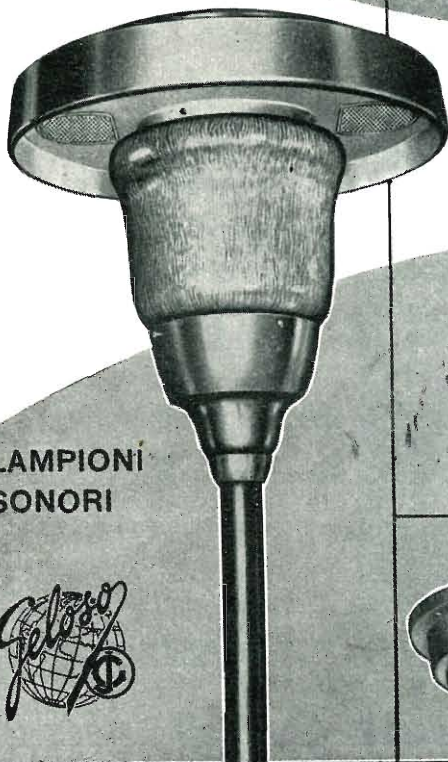
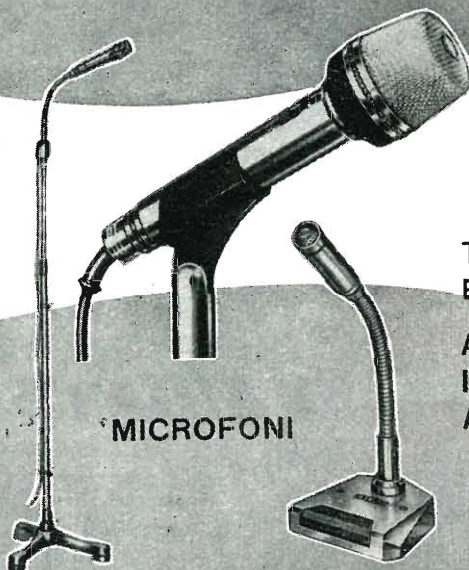
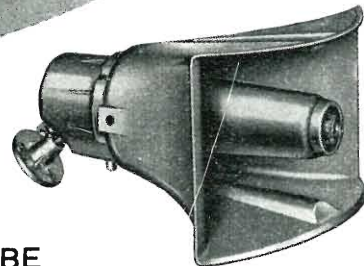
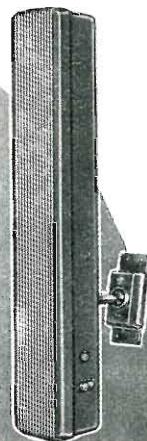
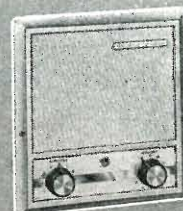
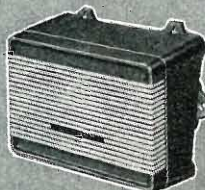
- **LOCALIZZATORI GUASTI NEI CAVI**
- **VARIATORI DI FASE (SFASATORI)**
- **VARIATORI DI CORRENTE**

## *VARIATORI DI TENSIONE*

# "VARIAC®"

***Laboratori***

***per riparazioni e ritarature***
***strumenti elettrici di misura***

GELOSO
IMPIANTI DI AMPLIFICAZIONE
PER GRANDI MAGAZZINI - SUPERMERCATI - ALBERGHI
COMUNITÀ - CENTRI SPORTIVI -
STABILIMENTI INDUSTRIALI - AREE ALL'APERTO
La Geloso produce una completa gamma di amplificatori, centrali sonore, microfoni, altoparlanti e componenti accessori, con i quali è possibile risolvere razionalmente qualsiasi problema di diffusione sonora. Tecnici audio specializzati sono a disposizione per fornire consulenze e preventivi e assistono ogni installazione.
CENTRALI SONORE
TROMBE
ESPONENZIALI
ALTOPARLANTI
IN CASSETTA E
A COLONNA
MICROFONI
LAMPIONI
SONORI
GELOSO S. p. A. - Viale Brenta, 29 - 20139 MILANO

**PHILIPS** **Sez. ELCOMA**

# Quaderni di Applicazione ELCOMA sui CIRCUITI INTEGRATI

Con questa serie di pubblicazioni si è voluto dare all'utilizzatore di circuiti integrati sia digitali che lineari, una guida all'impiego di tali dispositivi che ne garantisse le prestazioni ottimali.
A tale scopo, in ciascun volume si è creduto utile anteporre, ad un vasto repertorio di circuiti applicativi più comunemente usati, una parte che, attraverso una descrizione della tecnologia e dei singoli dispositivi, consentisse una migliore comprensione del loro funzionamento.
La parte più propriamente applicativa è poi frutto dell'esperienza dei vari Laboratori di Applicazione del Concern Philips, e non si limita ai soli componenti integrati ma prende in esame anche problemi di interfaccia con componenti o dispositivi diversi.
**Si può quindi dire che questi Quaderni di Applicazione rappresentano per il progettista elettronico, un complemento indispensabile ai Dati Tecnici dei C.I.**

**Circuiti integrati digitali serie FJ - Generalità e applicazioni**
(P.F. Sacchi) - pag. 155 Prezzo L. 2.000

1 - INTRODUZIONE
2 - CENNI SULLE TECNOLOGIE COSTRUTTIVE DEI CIRCUITI INTEGRATI
Introduzione alla tecnologia ● Componenti dei circuiti integrati ● Il circuito integrato completo: le isole ● Il processo di fabbricazione
3 - GENERALITA' SULLA SERIE FJ
La famiglia FJ di circuiti integrati digitali a logica TTL ● Campi di impiego e tipi ● Caratteristiche elettriche della porta TTL ● Logica TTL ● Caratteristiche generali delle porte della serie FJ ● La funzione OR di collettore ● La funzione NOR ● La funzione AND-OR-NOT ● Porte con uscita di potenza per pilotaggio di linee ● I flip-flop della serie FJ
4 - IMPIEGO DEI CIRCUITI INTEGRATI E PROBLEMI LOGICI ED ELETTRICI CONSEGUENTI
Introduzione ● Aspetti pratici dell'applicazione dei circuiti integrati ● Problemi logici ● Problemi elettrici
5 - IL RUMORE
Il rumore: definizioni e caratterizzazioni dei circuiti ● Margine di rumore ● Immunità al rumore (noise immunity)
6 - QUALITA' E AFFIDAMENTO
Qualità e affidamento dei circuiti integrati
7 - FONDAMENTI DI LOGICA E METODI DI PROGETTO
Sistemi di numerazione e conteggio ● Codici ● Algebra di Boole ● Reti logiche combinatorie ● Reti sequenziali
8 - APPLICAZIONI
Funzioni logiche più comuni ● Convertitori di codice ● Complementatori ● Rivelatori di errore ● Parity check (controllo di parità) ● Sommatori ● Contatori ● Shift register ● Generatori di codici concatenati ● Elementi di memoria (staticizzatori di informazioni) ● Generatori e formatori d'onda ● Discriminatore di livello ● Circuiti di ingresso e di uscita
9 - CIRCUITI INTEGRATI COMPLESSI
Progetto con circuiti integrati complessi ● Criteri di progetti di circuiti integrati complessi ● Elementi complessi ● Alcune applicazioni dei circuiti integrati complessi ● Conclusioni

**Circuiti integrati digitali serie FC - Generalità e applicazioni**
(P.F. Sacchi) - pag. 96 Prezzo L. 600

1 - INTRODUZIONE
2 - CENNI SULLE TECNOLOGIE COSTRUTTIVE DEI CIRCUITI INTEGRATI
I componenti dei circuiti integrati ● Il circuito integrato completo: le isole ● Il processo di fabbricazione
3 - GENERALITA' SULLA SERIE FC DI CIRCUITI INTEGRATI DIGITALI TIPO DTL
Campo di impiego e tipi ● Logiche DTL ● Caratteristiche generali delle porte della serie FC ● La funzione OR di collettore ● Porta per pilotaggio con uscita di potenza ● I flip-flop della serie FC ● Il discriminatore di livello (Schmitt trigger) tipo FCL 101 ● Il multivibratore monostabile tipo FCK 101
4 - LOGICHE COMBINATORIE E SEQUENZIALI: CRITERI DI PROGETTO
Sistemi di numerazione e conteggio ● Codici ● Algebra di Boole ● Reti logiche combinatorie ● Reti sequenziali
5 - APPLICAZIONI
Funzioni logiche più comuni ● Convertitori di codice ● Complementatori ● Sommatori ● Contatori ● Shift Registers ● Generatori e formatori d'onda ● Circuiti di ingresso e di uscita

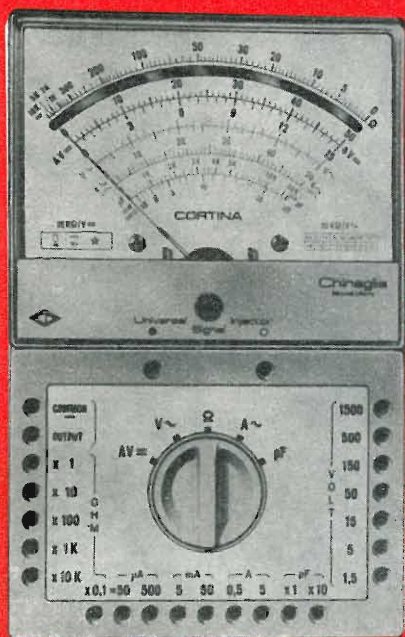
**Circuiti integrati lineari per radio - televisione e bassa frequenza - Generalità e applicazioni**
(P.F. Sacchi e E. Salvioli) - pag. 72 Prezzo L. 600

1 - INTRODUZIONE
2 - CENNI SULLE TECNOLOGIE COSTRUTTIVE DEI CIRCUITI INTEGRATI
I componenti dei circuiti integrati ● Il circuito integrato completo: le isole ● Il processo di fabbricazione
3 - INTRODUZIONE ALLA TECNICA DEI CIRCUITI INTEGRATI
Premessa ● Stadi accoppiati in continua ● Circuiti direttamente accoppiati a due elementi attivi ● L'amplificatore differenziale
4 - CARATTERISTICHE DEI CIRCUITI INTEGRATI PHILIPS PARTICOLARMENTE ADATTI PER APPLICAZIONI NEL CAMPO RADIO, TV, B. F.
OM 200 - TAA 103 - TAA 263 - TAA 293 ● il TAA 310 ● il TAA 320 ● il TAA 300 ● il TAA 350 ● il TAA 380 ● il TAD 100
5 - I CIRCUITI INTEGRATI NEGLI AMPLIFICATORI DI B.F.
Amplificatore di B.F. da 1,4 W / 7,5 V con TAA 263 ● Amplificatori di B.F. da 2 W / 100 V e 4 W / 200 V con TAA 320 ● Amplificatore di B.F. da 4 W / 18 V con TAA 320 ● Amplificatore di B.F. da 1 W / 9 V con TAA 300 ● Amplificatore per registratore con TAA 310
6 - I CIRCUITI INTEGRATI NEI RADIORICEVITORI
Radioricevitore per onde medie - onde lunghe con TAD 100
7 - I CIRCUITI INTEGRATI NEI RICEVITORI TELEVISIVI
Amplificatore suono intercarrier con TAA 350

**I quaderni di applicazione ELCOMA possono essere richiesti alla « Biblioteca Tecnica Philips » - Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano**

**PHILIPS** s.p.a. - **SEZ. ELCOMA** - Piazza IV Novembre, 3 - 20124 Milano - **tel. 6994**

# CHINAGLIA

*Una tradizione di qualità e di progresso tecnico*

## Cortina

**SCATOLA:** in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni: 156 x 100 x 40. Peso gr. 650.
**QUADRANTE:** a specchio antiparallasse con 6 scale a colori; indice a coltello, vite esterna per la correzione dello zero.
**COMMUTATORE:** rotante per le varie inserzioni.
**STRUMENTO:** a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto, Cl. 1-40 µA.
**CIRCUITO AMPEROMETRICO:** cc e ca: bassa caduta di tensione 50 µA - 100 mV/5 A 500 mV.
**OHMMETRO** in cc: completamente alimentato da pile interne; lettura diretta da 0,05 Ohm a 100 MOhm.
**OHMMETRO** in ca: alimentato dalla rete 125-220 V; portate 10 e 100 MOhm.
**CAPACIMETRO:** a reattanza con tensione di rete da 125 V - 220 V.
**DISPOSITIVO:** di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.
**COSTRUZIONE** semiprofessionale: nuovo concetto costruttivo con elementi facilmente sostituibili per ogni riparazione. Componenti elettrici professionali di qualità. Boccole di contatto di nuovo tipo con spine a molla; cablaggio eseguito su piastra a circuito stampato.
**ACCESSORI** in dotazione: astuccio in materiale plastico antiurto, coppia puntali rosso-nero, cavetto d'alimentazione per capacimetro, istruzioni dettagliate per l'impiego.
**INIETTORE DI SEGNALI** universale U.S.I. transistorizzato per Radio e TV; **frequenze fondamentali 1 KHz e 500 KHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz** (solo per la versione CORTINA USI).

**PRESTAZIONI**

| | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| A = | 50 | | 500 µA | 5 | | 50 mA | | 0,5 | 5 A | |
| A ~ | | | 500 µA | 5 | | 50 mA | | 0,5 | 5 A | |
| V = | 100 mV | 1,5 | 5 | 15 | 50 | 150 | 500 | | 1500 V | (30 KV) * |
| V ~ | | 1,5 | 5 | 15 | 50 | 150 | 500 | | 1500 V | |
| VBF | | 1,5 | 5 | 15 | 50 | 150 | 500 | | 1500 V | |
| dB | da | — 20 a + 66 dB | | | | | | | | |
| Ω in cc | 1 | 10 | 100 kΩ | | | 1 | 10 | | 100 MΩ | |
| Ω in ca | | 10 | 100 kΩ | | | | | | | |
| pF | 50.000 pF | | 500.000 pF | | | | | | | |
| µF | 10 | 100 | 1000 | | 10.000 | | 100.000 pF | | 1 F | |
| Hz | 50 | 500 | 500 Hz | | | | | | | |

* **mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 30 KV L. 4.500**

**38 portate**
**20 KΩ/Vcc 4 KΩ/Vca**
**Minor L. 9.900**
**Minor USI** compreso astuccio
**L. 12.500**

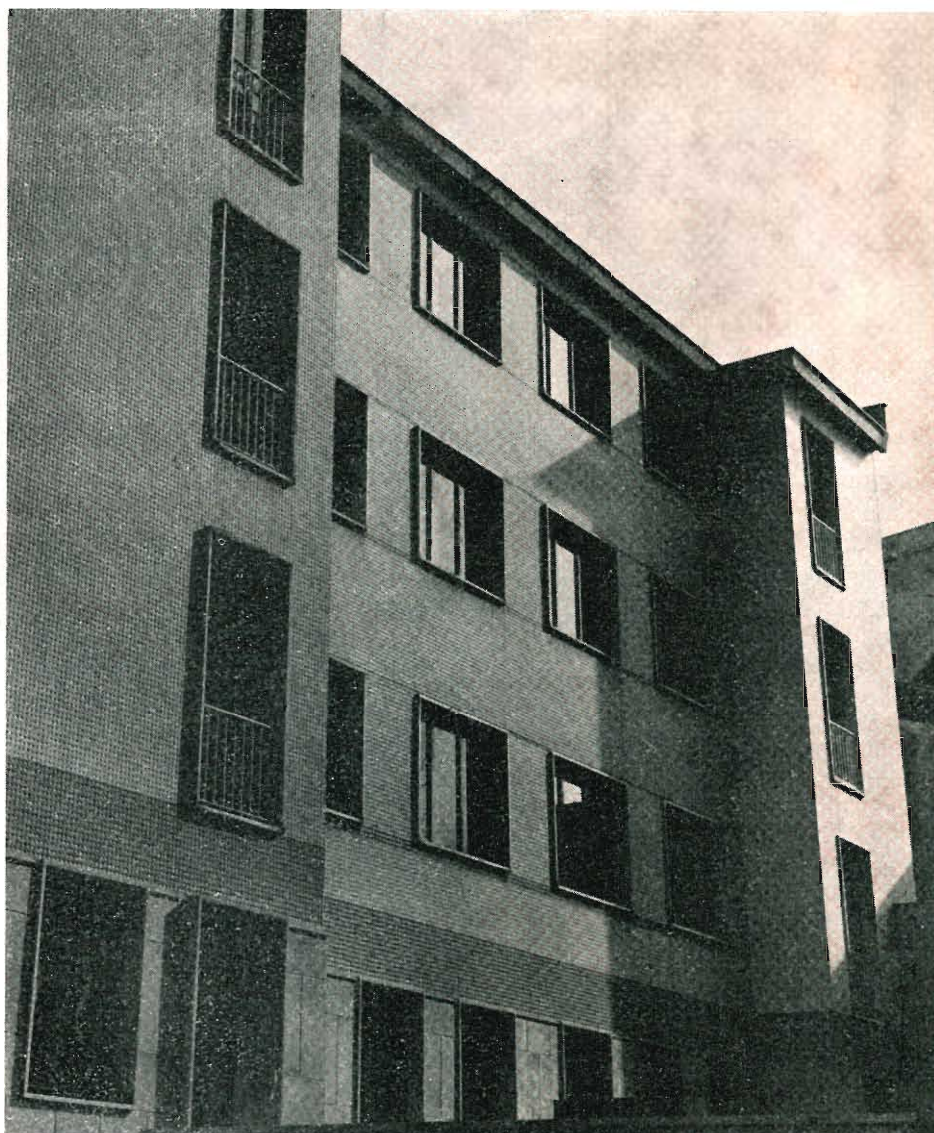
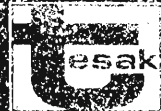
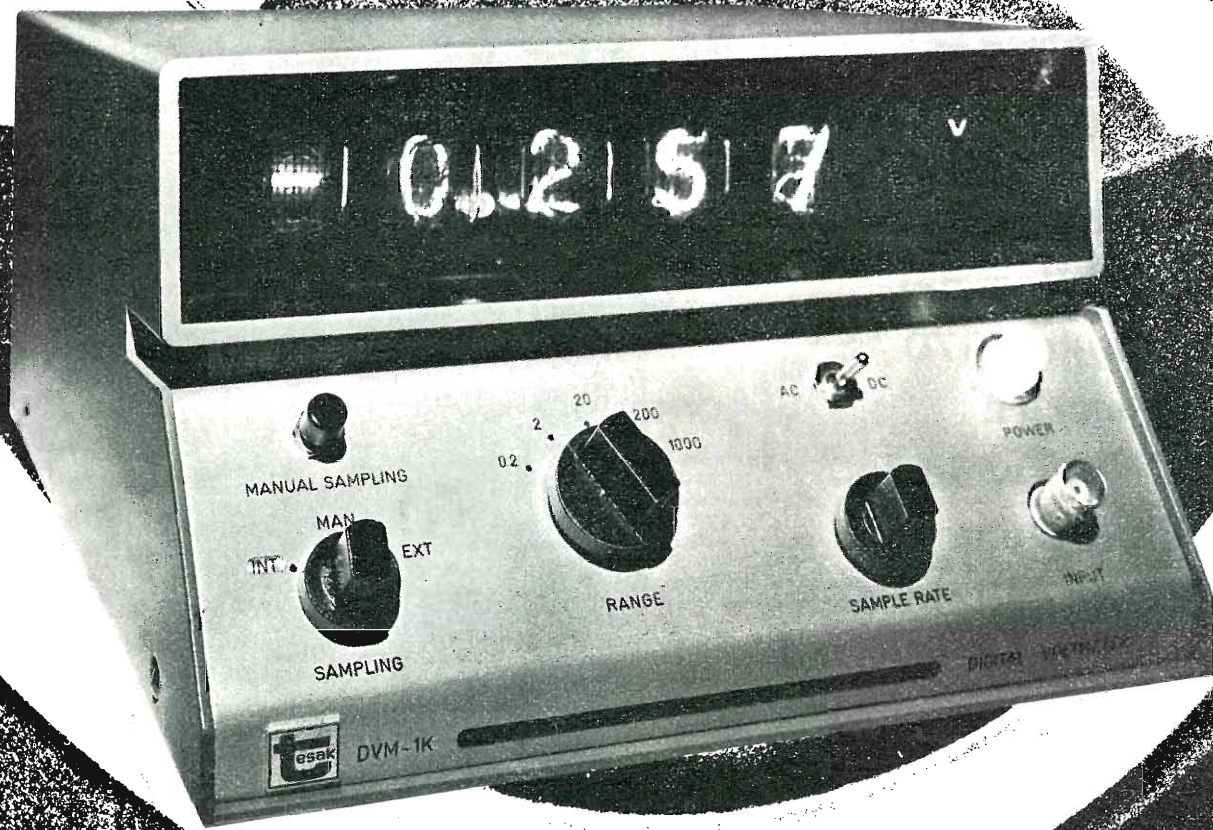
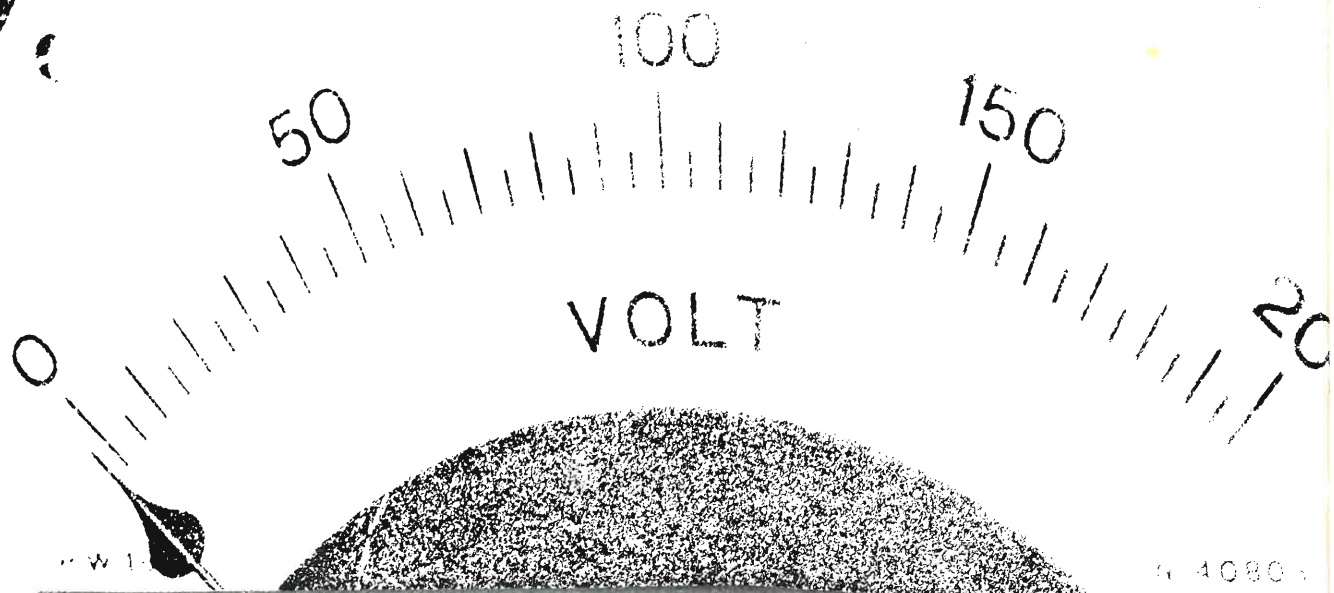
## Cortina Minor

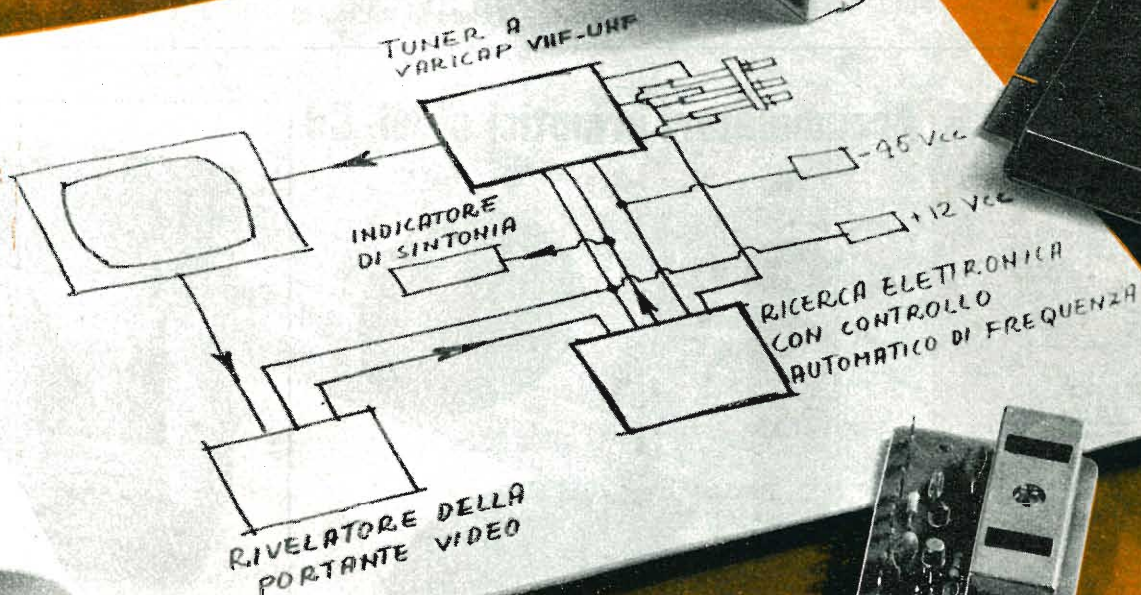
**SCATOLA:** in ABS elastica ed infrangibile, di linea moderna con flangia « Granluce » in metacrilato. Dimensioni: 150 x 85 x 37. Peso gr. 400.
**QUADRANTE:** a specchio con 4 scale a colori, indice a coltello, vite esterna per la correzione dello zero.
**COMMUTATORE:** rotante di tipo speciale per le varie portate.
**STRUMENTO:** Cl. 1,5/40 µA tipo a bobina mobile e nucleo magnetico centrale, insensibile ai campi magnetici esterni, con sospensioni elastiche antiurto.
**OHMMETRO:** completamente alimentato con le pile interne; lettura diretta da 0,5 Ω a 10 MOhm.
**DISPOSITIVO:** di protezione dello strumento contro sovraccarichi per errate inserzioni.
**CABLAGGIO:** eseguito su piastra a circuito stampato.
**BOCCOLE:** di contatto di nuovo tipo con spine a molla.
**COSTRUZIONE semiprofessionale: nuovo concetto costruttivo con elementi** facilmente sostituibili per ogni riparazione.
**COMPONENTI:** elettrici professionali di qualità.
**ACCESSORI** in dotazione: coppia puntali ad alto isolamento rosso-nero; istruzioni dettagliate per l'impiego. A richiesta astuccio di materiale plastico antiurto.
**INIETTORE DI SEGNALI** universale U.S.I. transistorizzato per Radio e TV; **frequenze fondamentali 1 KHz e 500 KHz; frequenze armoniche fino a 500 MHz** (solo per la versione CORTINA MINOR USI).

**PRESTAZIONI**

| | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| A = | | 50 µA | 5 | 50 | 500 mA | | 2,5 A | |
| A ~ | 25 | 250 mA | 2,5 | | 12,5 A | | | |
| V = | 1,5 | 5 | 15 | 50 | 150 | 500 | 1500 V | (30 KV) * |
| V ~ | 7,5 | 25 | 75 | 250 | 750 | 2500 V | | |
| VBF | 7,5 | 25 | 75 | 250 | 750 | 2500 V | | |
| dB | da — 10 | | a | + 69 | | | | |
| Ω | 10 kΩ | | 10 MΩ | | | | | |
| pF | 100 µF | | 10.000 µF | | | | | |

* mediante puntale alta tensione a richiesta AT. 30 KV **L. 4.500**

**CHINAGLIA** ***ELETTROCOSTRUZIONI s.a.s.***
*Via Tiziano Vecellio, 32 - Tel. 25.102 - 32100 Belluno*

Misure in a.c. e d.c. da 0,0001 V a 999 V / Impedenza d'ingresso: 1000 MΩ sulle prime due portate; 10 MΩ sulle altre / Precisione: 0,1% f.s.± 1 bit / Uscite: BCD / Campionamento esterno / Modernità di linea / Vaste possibilità d'impiego / Ridotte dimensioni / Realizzato completamente a circuiti integrati / Presentazione su 3½ cifre con memoria.

TUNER A VARICAP E DISPOSITIVO, CON CONTROLLO AUTOMATICO DI FREQUENZA, PER LA RICERCA ELETTRONICA DI EMITTENTI TELEVISIVE
TUNER A VARICAP VHF-UHF
+12 Vcc
INDICATORE DI SINTONIA
RICERCA ELETTRONICA CON CONTROLLO AUTOMATICO DI FREQUENZA
RIVELATORE DELLA PORTANTE VIDEO
DUCATI elettrotecnica MICROFARAD
BORGO PANIGALE - BOLOGNA - Via M.E. Lepido, 178
Telefono 400.312 - Indirizzo Telegr.: Ducatifarad - Telex 51042 Ducati

# NOVOTest
BREVETTATO

# ECCEZIONALE!!!
## CON CERTIFICATO DI GARANZIA

**puntate sicuri**

**Mod. TS 140** 20.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.
**10 CAMPI DI MISURA 50 PORTATE**

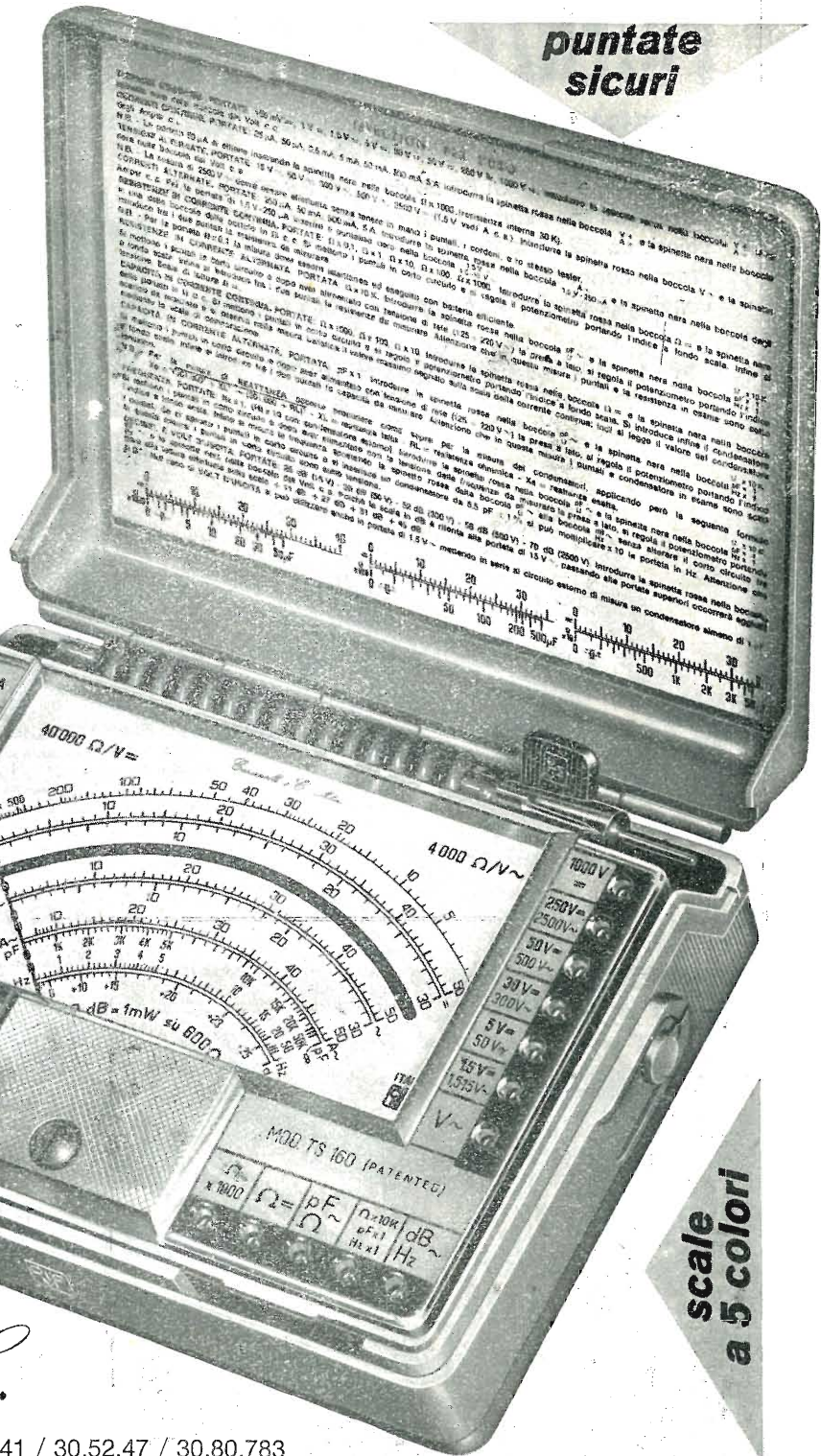
| | |
|---|---|
| **VOLT C.C.** | 8 portate: 100 mV - 1 V - 3 V - 10 V - 30 V - 100 V - 300 V - 1000 V |
| **VOLT C.A.** | 7 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V |
| **AMP. C.C.** | 6 portate: 50 μA - 0.5 mA - 5 mA - 50 mA - 500 mA - 5 A |
| **AMP. C.A.** | 4 portate: 250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A |
| **OHMS** | 6 portate: Ω × 0.1 - Ω × 1 - Ω × 10 - Ω × 100 Ω × 1 K - Ω × 10 K |
| **REATTANZA** | 1 portata: da 0 a 10 MΩ |
| **FREQUENZA** | 1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens.ester.) |
| **VOLT USCITA** | 7 portate: 1.5 V (condens. ester.) - 15 V - 50 V 150 V - 500 V - 1500 V - 2500 V |
| **DECIBEL** | 6 portate: da —10 dB a +70 db |
| **CAPACITÀ** | 4 portate: da 0 a 0.5 μF (aliment. rete) da 0 a 50 μF - da 0 a 500 μF da 0 a 5000 μF (aliment. batteria) |

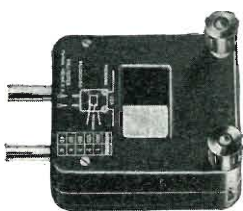
**Mod. TS 160** 40.000 ohm/V in c.c. e 4.000 ohm/V in c.a.
**10 CAMPI DI MISURA 48 PORTATE**

| | |
|---|---|
| **VOLT C.C.** | 8 portate: 150 mV - 1 V -1.5 V - 5 V 30 V -50 V - 250 V -1000 V |
| **VOLT C.A.** | 6 portate: 1,5 V - 15 V - 50 V - 300 V 500 V - 2500 V |
| **AMP. C.C.** | 7 portate: 25 μA -50 μA -0.5 mA -5 mA 50 mA - 500 mA - 5 A |
| **AMP. C.A.** | 4 portate: 250 μA - 50 mA - 500 mA - 5 A |
| **OHMS** | 6 portate: Ω × 0.1 - Ω × 1 - Ω × 10 Ω × 100 - Ω × 1K - Ω × 10K |
| **REATTANZA** | 1 portata: da 0 a 10 MΩ |
| **FREQUENZA** | 1 portata: da 0 a 50 Hz - da 0 a 500 Hz (condens.ester.) |
| **VOLT USCITA** | 6 portate: 1,5 V (conden. ester.) - 15 V - 50 V - 300 V - 500 V - 2500 V |
| **DECIBEL** | 5 portate: da —10 dB a +70 db |
| **CAPACITÀ** | 4 portate: da 0 a 0.5 μF (aliment. rete) da 0 a 50 μF - da 0 a 500 μF da 0 a 5000 μF (aliment. batteria) |

**MISURE DI INGOMBRO**
mm. 150 × 110 × 46
sviluppo scala mm 115 peso gr. 600

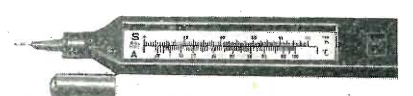
**scale a 5 colori**

ITALY
CICM *Cassinelli & C.*
20151 Milano ☐ Via Gradisca, 4 ☐ Telefoni 30.5241 / 30.52.47 / 30.80.783

## una grande scala in un piccolo tester

**ACCESSORI FORNITI A RICHIESTA**

**RIDUTTORE PER CORRENTE ALTERNATA**
Mod. TA 6/N
portata 25 A - 50 A - 100 A - 200 A

**DERIVATORE PER CORRENTE CONTINUA** Mod. SH/150 portata 150 A
Mod. SH/30 portata 30 A

**PUNTALE ALTA TENSIONE**
Mod. VC 1/N portata 25.000 V c.c.

**CELLULA FOTOELETTRICA**
Mod. T 1/L campo di misura da 0 a 20.000 LUX

**TERMOMETRO A CONTATTO**
Mod. T 1/N campo di misura da —25° +250°

DEPOSITI IN ITALIA

**BARI** - Biagio Grimaldi, Via Pasubio, 116
**BOLOGNA** - P.I. Sibani Attilio, Via Zanardi, 2/10
**CATANIA** - RIEM, Via Cadamosto, 18
**FIRENZE** - Dr. Alberto Tiranti, Via Frà Bartolomeo, 38
**GENOVA** - P.I. Conte Luigi, Via P. Salvago, 18
**TORINO** - Rodolfo e Dr. Bruno Pomè, C.so D. degli Abruzzi, 58 bis
**NAPOLI** - Cesarano Vincenzo, Via Strettoia S. Anna alle Paludi, 62
**PESCARA** - P.I. Accorsi Giuseppe, Via Osento, 25
**ROMA** - Tardini di E. Cereda e C., Via Amatrice, 15

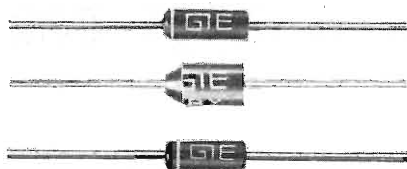
IN VENDITA PRESSO TUTTI I MAGAZZINI DI MATERIALE ELETTRICO E RADIO TV

MOD. TS 140 L. 10.800
MOD. TS 160 L. 12.500
franco nostro stabilimento

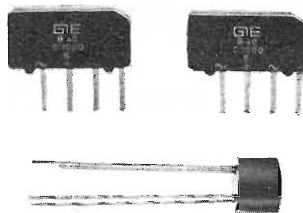
# PER UNA MAGGIORE AFFIDABILITA' E UN MINOR COSTO DEGLI APPARECCHI TV

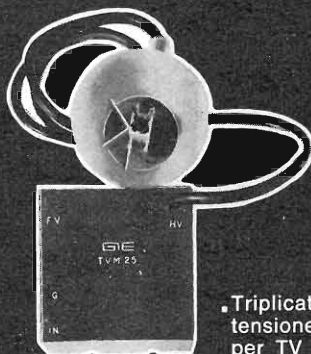
La General Instrument Europe produce una vastissima gamma di componenti per TV a colori e in bianco e nero. Tutti i suoi componenti sono progettati in modo da facilitare l'assemblaggio e ridurre al minimo il volume d'ingombro dei televisori.

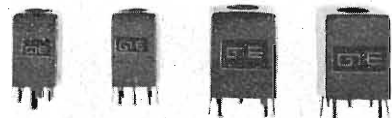
## diodi damper

- Diodo Damper GA5005 B (300 mA, 600 Volt) e GA5005 C (440 mA, 7000 Volt).
- Diodo Damper BY 165 T per TV bianco e nero.

## diodi

- Diodi BY 156, 158 (da 300 a 650 mA, da 400 a 800 V) e BY 157 Veloce (300 mA, 800 V).
- Diodi in plastica BY 172 - BY 174 1.4 A, da 400 a 800 V).
- Diodi Zener 1N4162 ÷ 1N4163 (1 W, tensioni da 10 a 200 V, tolleranza ± 20% ± 10% ± 5%).

## ponti

- Ponti per circuito stampato B 40 ÷ 250 C 1000Si 1A, da 40 a 250 V eff.
- Ponti miniaturizzati BY 159/50 fino a 400 (800 mA, da 50 a 400 V).

## triplicatori di tensione

## trasformatori

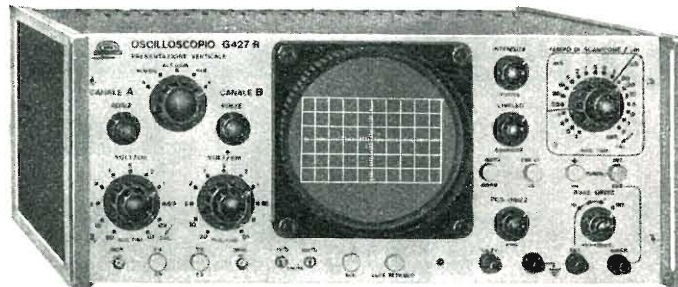
- Triplicatore di tensione TVM 25 per TV colore.
- Trasformatori per frequenza intermedia. Accordo singolo e doppio. (Dimensioni 7 x 7, 10 x 10, 15 x 15 mm.).

## condensatori

- Condensatori multipli in alluminio da 1 a 4 sezioni capacitative.

**Gioghi di deflessione colore a 90° e 110° gradi.**

**Trasformatore d'uscita per circuito EAT con triplicatore per TV colore.**

P.zza Amendola, 9 - 20149 MILANO - Tel. 469.77.51/2/3/4/5
Cable: GINEUR MILANO - Telex: GINEUR 31454

# OSCILLOSCOPIO
# A DOPPIA TRACCIA
## mod. G 427 R

| | |
|---|---|
| **Amplificatore verticale** | **Sensibilità:** 10 mVpp/cm.<br>**Attenuatore:** tarato in mVpp/cm, regolazione continua ed a scatti (11 posizioni).<br>**Impedenza di ingresso:** 1 MΩ con 30 pF in parallelo.<br>**Risposta di frequenza:** dalla cc a 10 MHz.<br>**Risposta ai transistori: Tempo di salita:** 0,035 μsec. - **Overshoot:** inferiore al 10 %.<br>**Calibratore:** consente di tarare l'amplificatore verticale direttamente in Vpp/cm per mezzo di un generatore interno ad onda rettangolare alla frequenza di 1 KHz, con un'ampiezza di 1 e 10 Vpp. Impedenza: 100 Ω. |
| **Amplificatore orizzontale** | **Presentazione verticale:** canale A; canale B; canali A + B; canali A e B a presentazione simultanea, con frequenza di commutazione a 100 KHz; canali A e B a presentazione alternata, con la stessa frequenza dell'asse dei tempi.<br>**Sensibilità:** 100 mVpp/cm.<br>**Attenuatore:** tarato in mVpp/cm, regolazione continua ed a scatti (3 posizioni).<br>**Impedenza di ingresso:** 1 MΩ con 50 pF in parallelo.<br>**Risposta di frequenza:** da 5 Hz a 2 MHz. |
| **Asse tempi** | **Tipo di funzionamento:** ricorrente e comandato.<br>**Portate:** da 1 sec/cm a 0,5 μsec/cm in 20 portate. Moltiplicatore dell'asse del tempo: 5.<br>**Sincronizzazione:** interna, esterna, alla frequenza di rete, con polarità negativa e positiva e con possibilità di regolazione continua. Per sincronizzazione interna sono sufficienti 3 mm di deflessione; per sincronizzazione esterna sono sufficienti 0,5 V.<br>Per ciascun tipo di sincronizzazione è possibile stabilire il punto di partenza dell'asse dei tempi per tutti i 360° del periodo. |
| **Asse Z** | **Impedenza di ingresso:** 1 MΩ.<br>**Sensibilità:** è sufficiente un impulso positivo di 10 V per lo spegnimento della traccia.<br>**Tubo a RC:** da 5" a schermo piatto, color verde a media persistenza (a richiesta a lunga persistenza). Reticolo millimetrato con possibilità di illuminazione. |

---

Maggio 1970 - ANNO XLII **5**

# l'antenna

RASSEGNA MENSILE DI TECNICA ELETTRONICA



SOMMARIO



*Direzione, Redazione*
*Amministrazione*
*Uffici pubblicitari*

**VIA MONTE GENEROSO 6/a - 20155 MILANO - Telefoni 32.15.42 - 32.27.93**
**C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica *"l'antenna"* si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato L. 500, l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 5.000, estero L. 10.000. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.



Autorizz. del Tribunale di Milano 9-9-1948 n. 464 del Registro - Tipografia Edizioni Tecniche - Milano - Via Baldo degli Ubaldi 6
Diffusione: DI PRESS - Corso Lodi, 47 - 20139 Milano - Tel. 542.013

dott. ing. Alessandro Banfi

# Il lungo cammino del colore

*Il Ministero delle Poste e Telecomunicazioni ha redatto, in questi giorni, una risoluzione riguardante il lungo e fortunoso « iter » attraverso il quale è maturata la decisione circa l'adozione del sistema tecnico di TV a colori in Italia.*

*Tale risoluzione ufficiosa, che diverrà presto ufficiale dopo l'approvazione da parte del Consiglio dei Ministri, è per il sistema PAL. Ma se ciò ovviamente non prelude ad un prossimo inizio di trasmissioni regolari od anche sperimentali da parte della RAI, purtuttavia, rappresenta un importante e decisivo passo in avanti nella penosa e tormentata vicenda della TV a colori italiana.*

*A tale proposito ricordiamo che, dopo l'ultima conferenza internazionale di Oslo nel giugno del 1966, l'Italia, pur non schierandosi ufficialmente per la scelta del sistema PAL, ne aveva riconosciuto esplicitamente la superiorità tecnica sugli altri due sistemi concorrenti.*

*Nel 1967, mentre le altre nazioni europee si preparavano per l'inizio delle trasmissioni secondo il sistema prescelto, in Italia il Comitato Interministeriale per la Programmazione Economica (CIPE), bloccava per un quinquennio l'introduzione della TV a colori per un complesso di motivi piuttosto discutibili.*

*Nel frattempo tutte le altre nazioni europee (per prima la Germania Federale) iniziavano le trasmissioni regolari di TV a colori. La Francia, che per volere di De Gaulle, aveva favorito con particolari concessioni l'URSS perché adottasse il SECAM, cercò con ogni mezzo di attirare anche l'Italia nel suo sistema, dando vita all'iniziativa « Intersecam » di origine governativa, per la propaganda internazionale del SECAM.*

*L'URSS, pur avendo adottato ufficialmente il SECAM, vi apportò numerose e profonde modifiche tecniche, cambiandone anche la denominazione in NIR. In Italia, la situazione dell'industria Radio-TV è diventata piuttosto pesante, particolarmente per la sua esclusione dal processo produttivo dei televisori a colori, che all'estero ha consentito la realizzazione di rapidi progressi tecnologici con la conseguente riduzione dei costi di produzione.*

*Con l'adozione ufficiale del PAL, l'industria ritrae comunque un indubbio beneficio, in quanto potrà dedicarsi con sicurezza e tempestività allo studio ed alla realizzazione di prototipi di televisori a colori per poter far fronte alla inevitabile concorrenza estera non appena si aprirà il mercato italiano. Non si dimentichi, ad esempio, che alla fine del corrente anno, la Germania avrà già prodotto più di un milione di televisori a colori, con le conseguenze che si possono immaginare sul piano produttivo ed industriale.*

A.

Emilio Grosso

# Il sistema PAL di TV a colori*

Nelle precedenti puntate, abbiamo esaminato il sistema di TVC PAL, compiendo una panoramica sui principi e sui circuiti fondamentali che il sistema stesso caratterizzano. È chiaro come lo scopo di questi articoli sia stato esclusivamente quello di introdurre il lettore nel campo specifico con la possibilità in futuro di poter approfondire l'argomento, consultando ciò che la letteratura, invero non abbondante, può offrire in materia. È stata insomma una presa di contatto con i problemi generali che regolano la TVC e in particolare il sistema PAL.
Riteniamo comunque doveroso completare questo ciclo di articoli con un breve esame di due strumenti molto utili per chi opera nel campo della TVC, ossia del vettorscopio e di un generatore di segnali di prova. Anche in questa circostanza, ci limiteremo ad una visione assai generale sia del funzionamento che dell'impiego degli strumenti citati.
*Il vettorscopio* - Lo strumento è indispensabile per l'analisi di segnali televisivi a colori, siano essi codificati PAL o NTSC; la sua caratteristica specifica è quella di fornire sul suo schermo, una rappresentazione grafica su assi polari. Nelle sue linee essenziali lo strumento può essere definito come l'unione tra un decodificatore NTSC e un oscillografo ai cui assi $X$ e $Y$ vengono appunto inviati i segnali decodificati, del video a colore in esame. In altri termini, alimentando un decodificatore NTSC per esempio, con il segnale composto delle « barre di colore » standard, collegando le uscite demodulate agli assi di un comune oscillografo e regolandone opportunamente i guadagni, si ottiene una visione delle grandezze, simile a quella fornita dal vettorscopio.
Poichè un segnale TVC caratterizza ogni colore attraverso tre grandezze fondamentali: saturazione, tinta, luminanza, lo strumento ci consente di esaminare in diagramma polare le prime due e su assi cartesiani (come un comune oscillografo) la terza. Nella nostra sommaria descrizione, ci riferiamo al vettorscopio tipo 520 che la Tektronix ha realizzato per l'esame di un segnale codificato PAL.
Un doppio ingresso (canale $A$ e canale $B$) consente un confronto tra tensioni entranti e uscenti ad un quadripolo, onde stabilire le alterazioni di fase e di guadagno eventualmente introdotte da esso. Lo strumento permette a differenza dei tipi precedenti, di osservare oltre che in diagramma polare la « rosa dei colori » dovuta alla codificazione, anche l'esame dei segnali $R$, $V$, $B$, $(B - Y)$, $(R - Y)$, nonchè misure di fase e guadagno differenziale. La componente di luminanza contenuta nel segnale in esame, può anch'essa essere vista sullo schermo dello strumento, mediante rappresentazione su assi cartesiani. Essa è ricavata per matricizzazione dai segnali $R$, $V$, $B$. Nel caso più generale dell'esame di un segnale di barre di colore standard, la scala illuminata dello schermo si presenta come in fig. 1. La circonferenza è divisa in tacche di 2° con riferimenti più marcati ogni 10° mentre i quadrati contraddistinti con le lettere maiuscole $R$, $G$, $B$ ecc. rappresentano la tolleranza entro cui i « vettori » relativi devono giacere; i quadrati piccoli restringono i termini di dette tolleranze. Poichè lo strumento si può come abbiamo detto, considerare un abbinamento tra codificatore NTSC e un oscillografo, esso, possiede dei comandi che non necessitano di chiarimenti come: « luminosità », « fuoco », « illuminazione reticolo » ecc. che consentono di ottenere una traccia corretta sul tubo a raggi catodici e il cui significato ci è già familiare dall'uso dell'oscillografo. Oltre ai due «canali» di ingresso, per l'esame anche contemporaneo di due tensioni, lo strumento possiede un ingresso per la sottoportante di colore, la quale non risulta indispensabile se il segnale che alimenta uno dei due canali di croma è completo di supersincrono e burst.
Il segnale cromatico in esame è applicato ad uno dei due canali $A$ o $B$ di cui lo strumento è provvisto e successivamente trasferito ai demodulatori sincroni che ricavano la sottoportante con fase 0/180° per quello che alimenterà le placchette orizzontali e 90°/270° per quelle verticali.

L'uscita dei demodulatori dà luogo a tensioni proporzionali allo sfasamento tra sottoportante del segnale esaminato e quello locale generato nello strumento stesso. Quest'ultimo come segnalato, consente di essere agganciato dal burst in arrivo oppure dalla sottoportante esterna nel caso in cui si disponga del 4,43 MHz continuo fornito dal medesimo generatore preposto alla formazione del segnale codificato e inviato direttamente nell'ingresso « Sottoportante esterna ».

Le tensioni demodulate nel decodificatore contenuto nello strumento sono altresì funzione dell'ampiezza della sottoportante contenuta nel segnale cromatico in esame. Presa come riferimento la fase 0° della sottoportante, il demodulatore collegato alla deviazione verticale del tubo $RC$, rivela secondo il seno dell'angolo

(*) segue dal n. 4, aprile 1970, pag, 131.

della sottoportante contenuta nel segnale in esame mentre l'altro demodulatore, secondo il coseno del medesimo angolo.
Esamindando quindi un segnale di barre di colore codificate NTSC sullo schermo del vettorscope appaiono 6 punti luminosi ognuno dei quali rappresenta il termine di un vettore che ha origine nel centro dello schermo.
Un settimo punto luminoso, a minor distanza dal centro corrisponde al burst. L'assenza di croma (sottoportante di ampiezza zero), corrisponde pertanto ad un punto centrale.
Le distanze dei vari punti dal centro dello schermo identificano l'ampiezza e quindi la « saturazione » pertinente al colore in esame, mentre la posizione rispetto ad un riferimento esprime la tinta.
Ora se il medesimo segnale di « barre » viene codificato PAL, osservato al vettorscopio, darà luogo a 12 punti luminosi anzichè 6 e i punti rappresentanti il burst risultano ovviamente 2. Ciò poichè, come visto nel sistema PAL, l'asse $(R - Y)$ viene ribaltato di 180° a sequenza di riga. La rappresentazione polare che se ne ricava è illustrata in fig. 2 dove la « rosa » dei vettori ottenuta con la codificazione NTSC subisce un ribaltamento « speculare » rispetto all'asse $(B - Y)$.
Allo scopo di evitare errori di lettura, lo strumento è provvisto del « cerchio di controllo » che serve a stabilire ed eventualmente ritoccare, la quadratura di fase tra le sottoportanti che alimentano i demodulatori. La fig. 3 identifica appunto il caso in cui lo strumento non è tarato poichè, anzichè ottenere un cerchio, si notano 2 ellissi con eccentricità opposte.
I punti rappresentativi dei vettori del burst alternato con fase 135° e 225° sono distinti dalle scritte 75 % o 100 % a seconda dell'ampiezza che loro compete nel segnale in esame. Allorchè i vari vettori, trovano posto nei quadratini di tolleranza stabiliti per le varie tinte, è possibile vedendo dove terminano i vettori del burst definire di conseguenza l'ampiezza dei colori stessi. Considerando le rappresentazioni su assi cartesiani per l'esame della luminanza dei segnali $R$, $V$, $B$ oppure di $(R - Y)$, $(B - Y)$, il reticolo che si illumina è quello rappresentato in fig. 4, reticolo impiegato altresì nella misura del guadagno differenziale.
Poichè il $Gd$ è una variazione dell'ampiezza della sottoportante in funzione della luminanza, la scala graduata in per cento a destra del reticolo (fig. 4) consente una lettura con precisione dell'1 % del guadagno differenziale. Due tipi di segnali, idonei per effettuare le misure di non linearità dei circuiti, sono riportati in fig. 5 dove in $A$ è rappresentato un segnale video composto a dente di sega con sovrapposta l'onda sinusoidale a 4,43 MHz e in $B$ il segnale a « gradino », con sottoportante sovraimposta.
Lo strumento è stato concepito per l'osservazione di segnali disponibili in bassa impedenza, comunque può essere impiegato anche per misure su punti circuitali a impedenza elevata. Ovviamente in tale caso si deve far uso di una sonda esplorativa a bassa capacità per cui l'attenuazione del segnale in esame dovrà essere compensata. Un sistema assai funzionale è quello di impiegare il vettorscope in unione con un oscillografo il quale, oltre a consentire una visione contemporanea delle f.d.o. anche in diagramma cartesiano, compensa con il guadagno del proprio amplificatore, l'attenuazione dalla sonda di misura. Riferendosi ad es. all'oscillografo 535A della Tektronix, è sufficiente collegare l'uscita « vert-out-sig » ubicata sul pannello frontale, ad uno degli ingressi del vettorscopio.
L'abbinamento dei due strumenti risulterà inoltre particolarmente utile se l'oscillografo sarà dotato di cassetto a doppia traccia per cui, con le due sonde a dispo-

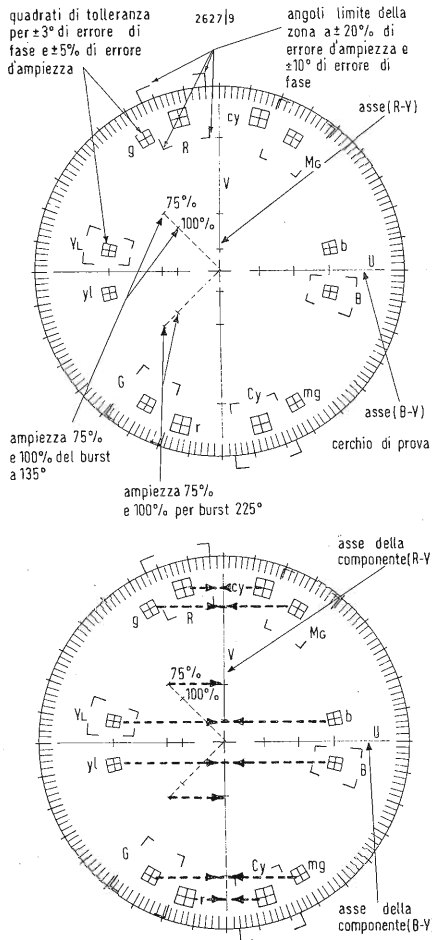



Fig. 1 - Quadrante del vettorscope per l'esame delle barre standard.

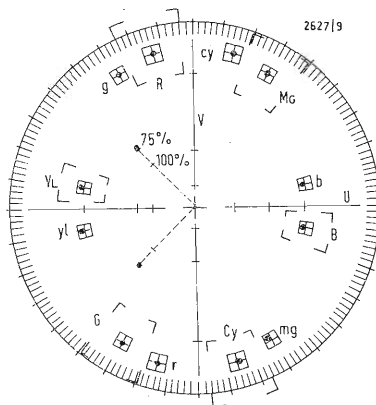



Fig. 2 - Barre di colore (ampiezza 75 %) codificate PAL. I puntini devono alloggiare nei rispettivi quadratini di tolleranza.

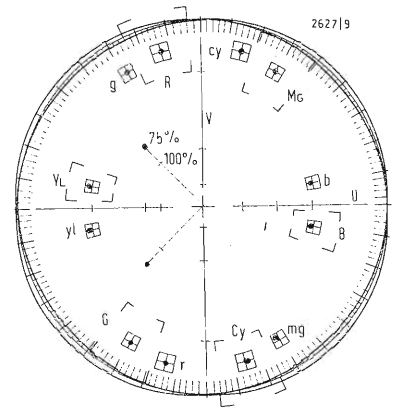



Fig. 3 - Incorretta messa a punto del cerchio di prova

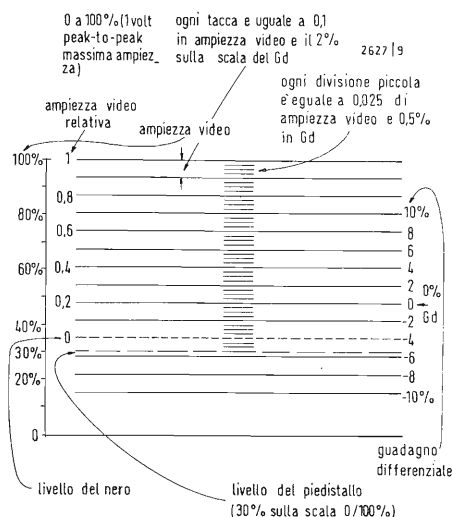



Fig. 4 - Scala graduata illuminata durante la riproduzione del segnale su assi cartesiani.

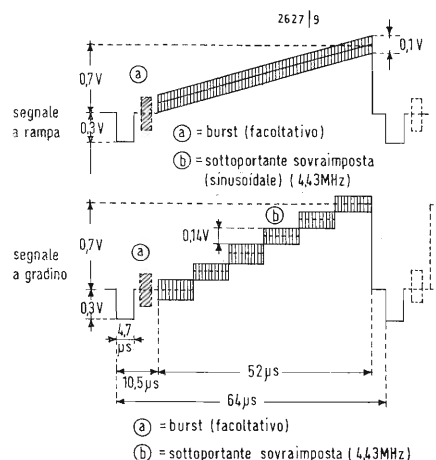



Fig. 5. - Segnali per misure di non linearità.

sizione si possono verificare sia oscillograficamente che in diagramma polare, forme d'onda e relazioni di fase di due segnali contemporaneamente. Un esempio di tale misura può essere costituito dalla verifica della fase tra burst alternato e oscillatore della sottoportante sul ponte di fase di un decodificatore PAL. La fig. 6 illustra il risultato della misura dal quale si può osservare la relazione di fase al vettorscopio tra le due grandezze.
Si è voluto con questi brevi cenni, dare un rapido sguardo alle caratteristiche di uno strumento di largo impiego nel campo della TVC la cui completezza e versatilità sono di essenziale importanza per il controllo e le misure che in tale campo vengono effettuate.
Riteniamo utile terminare la nostra breve rassegna sul sistema TVC PAL, illustrando nelle sue linee essenziali un generatore di segnali portatile realizzato dalla Philips, il quale consente una rapida e assai precisa diagnosi dei principali guasti che possono alterare il corretto funzionamento di un ricevitore a colori. Inoltre esso permette la regolazione e la messa a punto dei circuiti che per instabilità o cause varie risultino fuori taratura.
I segnali di prova prodotti da questo apparato possono inviati al ricevitore che si intende controllare, stabilirne le prestazioni e ciò osservando semplicemente l'immagine sul cinescopio del ricevitore stesso.
Il generatore Philips tipo PM5508 è interamente transistorizzato. Esso è inteso per il servizio di assistenza e di installazione di ricevitori TVC e il suo impiego può risultare utile anche in laboratorio. Il quest'ultimo caso verrà usato in unione con un oscillografo. Previsto per il sistema PAL e per i TV in bianco nero a 625 linee CCIR standard *B*, *I*, *G*, *H* esce in radiofrequenza sia in UHF che in VHF e può alimentare parecchi ricevitori. La tensione di uscita, è regolabile mediante attenuatore. La portante suono può essere inclusa o esclusa così come la relativa modulazione a 1 KHz.
L'ampiezza del burst è regolabile in modo continuo mentre il segnale video modulante è disponibile su un bocchettone con un'ampiezza di 1 $V_{pp}$. Sono pure disponibili gli impulsi *H* e *V* per eventuale sincronizzazione di un oscillografo.
Lo strumento dispone anche di segnali idonei alla messa a punto delle geometrie e dei circuiti di sincronizzazione delle deflessioni.

## Controllo delle geometrie

Un ricevitore, sia esso TVc che TVm, può presentare inconvenienti ai circuiti di sincronizzazione dell'immagine o imperfetta linearità delle deflessioni così come il centraggio dell'immagine stessa può risultare fuori regolazione.
Premendo il pulsante « CHECKERBOARD » dello strumento, l'immagine sullo schermo apparirà, se il ricevitore è regolato correttamente per quanto concerne le deflessioni, sottoforma di una scacchiera di 6 $\times$ 8 quadrati alternati bianchi e neri come in fig. 7. La corretta sincronizzazione sia verticale che orizzontale può essere determinata della posizione delle relative cancellazioni che, ovviamente non devono essere visibili sullo schermo; inoltre i fronti sia verticali che orizzon-

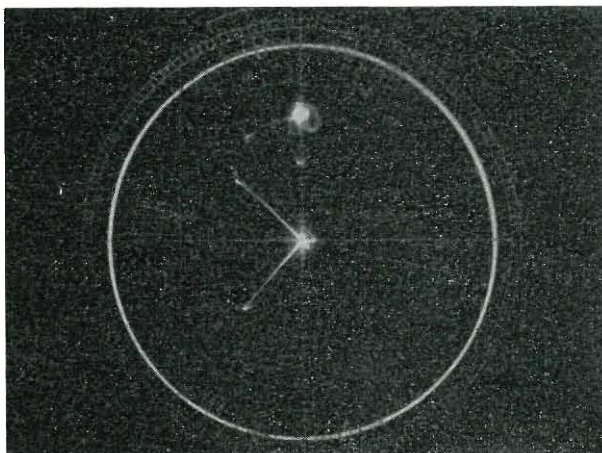



Fig. 6. - Relazione di fase tra burst e sottoportante vista al vettorscope.

tali, devono risultare delle rette. La linearità dell'immagine è assicurata allorchè i quadrati sono contenuti sullo schermo in numero esatto (6 $\times$ 8); nel caso di fig. 8 è chiaro che sia la linearità che l'ampiezza verticale, sono fuori regolazione. Uno scorretto centraggio (da non confondere con imperfetta sincronizzazione), può essere osservato guardando i bordi dell'immagine; se come nel caso esposto in fig. 9 si ha un bordo nero mentre i quadrati sono troncati nella parte inferiore del quadro è evidente l'imperfetta regolazione del centraggio verticale.

## Controllo temperatura di colore

Il secondo pulsante (white) rende possibile l'inserzione sul cinescopio del ricevitore in esame, di un'immagine bianca senza croma, con livello 100% e con presenza di burst alternato nella cancellazione orizzontale. In tal modo si può verificare l'uniformità del bianco su tutta la superficie dello schermo ed inoltre regolare i controlli della temperatura di colore per ottenere il « bianco C ». Tale operazione è particolarmente consigliabile allorchè viene sostituito il cinescopio.

## Controllo della purezza

Tale controllo è reso possibile mediante l'inserzione del segnale che attiva il solo cannone del rosso, pienamente saturato.

## Controllo della luminanza

Un segnale a gradino permette di osservare le varie tonalità di grigio comprese tra il nero e il massimo bianco.

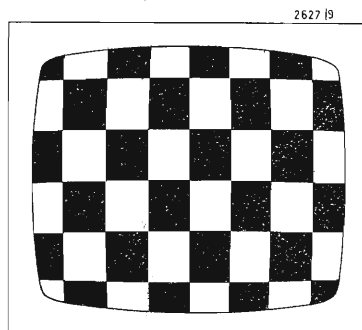



Fig. 7 - Immagine per il controllo delle geometrie.

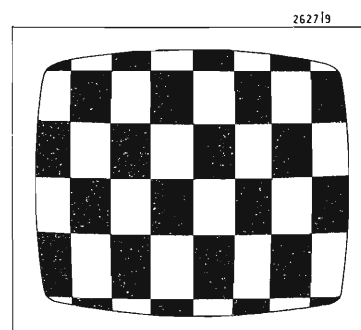



Fig.8 - Ampiezza e linearità verticale fuori regolazione.

### Controllo della convergenza

È attuato mediante l'impiego del segnale fornito premendo il pulsante N° 5 (Dots) e successivamente il N° 6 (CROSSMATCH). La prima delle due immagini è costituita da una serie di punti bianchi su fondo nero, disposti su linee parallele e consente la messa a punto della convergenza statica. La seconda immagine è rappresentata da un graticcio a linee bianche su fondo nero e permette la regolazione della convergenza dinamica.

### Controllo dei demodulatori a linea di ritardo

L'immagine che appare sullo schermo premendo il pulsante « N° 7 » è stata studiata appositamente per consentire di evidenziare e di regolare i difetti di messa a punto riguardanti i circuiti demodulatori a linea di ritardo nei ricevitori TVc in PALd. L'immagine è composta di 4 barre verticali di cui le prime due assumono una colorazione giallo verdastra, mentre le altre due risultano grigie. In molti casi queste due ultime barre possono anche assumere una colorazione lievemente bluastra, comunque per il controllo in oggetto, ciò non assume alcuna importanza.
Per questa immagine di prova, i segnali d.d.c. sono codificati NTSC per cui $(R — Y)$ non subisce l'inversione di 180° a frequenza di riga. L'informazione del burst al contrario, risponde alle norme PAL ossia, si hanno le due componenti a 135° e 225° che consentono di mantenere nella giusta fase il bistabile di commutazione di $(R — Y)$ nel decodificatore del ricevitore in esame.
Numerando le barre da sinistra a destra rispettivamente 1, 2, 3, 4 si trasmette per la barra 1 sia $+ (B — Y)$ che $+ (R — Y)$, per la barra 2 solo $+ (B — Y)$ con ampiezza eguale alla barra 1 mentre per la barra 3 esclusivamente $+ (R — Y)$ in entità eguale a quella contenuta nella barra 1. La barra 4 è priva di informazione cromatica.
Ora se i circuiti che comprendono la linea di ritardo non sono regolati esattamente, il demodulatore $(R — Y)$ può produrre un segnale indesiderato che per l'azione del commutatore PAL causa sullo schermo variazioni sequenziali a frequenza di riga, di colore per cui l'occhio avverte quel particolare disturbo denominato « effetto veneziana ». Infatti all'uscita dei sommatori $(R — Y)$ della linea di ritardo, il segnale è zero (in caso di perfetta regolazione di fase e ampiezza dei relativi circuiti) poichè non vi è stata inversione di fase in trasmissione, mentre al sommatore di uscita del segnale $(B — Y)$ è presente ora anche la componente $(R — Y)$. Quest'ultima non viene però rivelata dai demodulatori sincroni, essendo la sottoportante preposta alla rivelazione di $(B — Y)$ in quadratura con essa. In altri termini, $(R — Y)$ non esce dai relativi sommatori poichè la componente di ingresso e quella di uscita (data la codificazione di trasmissione in NTSC) si elidono essendo opposte di fase, mentre al sommatore $(B — Y)$, la componente $(R — Y)$ è presente ma non può essere demodulata. Il solo segnale presente nella barra 1 è quindi $(B — Y)$ come per la barra 2 durante la quale si è trasmesso appunto, solo tale informazione. È chiaro quindi che, se per effetto di imperfetta messa a punto dei circuiti relativi alla linea di ritardo, sia le ampiezze che le fasi non sono quelle esatte, si ottiene sulla barra 1 un'uscita residua di $(R — Y)$ che verrà demodulata e, causa l'inversione dovuta al commutatore PAL, darà luogo all'effetto veneziana cui accennato precedentemente.

Fig. 9 - Centraggio non corretto.

Precisiamo come la barra N° 3 risulti priva di croma benchè venga trasmesso $(R — Y)$; infatti come per la barra N° 1 mentre tale segnale è codificato NTSC, in ricezione subisce la commutazione dovuta al bistabile mantenuto in fase dal burst alternato. Ne risulta pertanto un'inversione del segnale stesso che sarà per una riga positivo, per la successiva negativo e così via per cui nel tempo di una esplorazione verticale, la media risulta nulla.
Se l'effetto « veneziana » è notato solo sulle barre 1 e 3 si dovranno ritoccare le ampiezze dei segnali che pervengono ai sommatori, mentre se si rende visibile anche sulla barra 2, il controllo deve essere fatto sulle fasi, poichè uno sfasamento tra due linee successive produce una componente $(R — Y)$ spuria di uscita a prescindere dal fatto che durante tali barre esso non viene trasmesso.
È possibile quindi visivamente, osservando il cinescopio del TVC determinare immediatante quali regolazioni devono essere verificate nel circuito della linea di ritardo.
Se si constata che il disallineamento di tali circuiti è notevole è consigliabile procedere alla messa a punto impiegando l'oscillografo.

### Messa e punto dei demodulatori

L'immagine ottenuta premendo il pulsante « Phase », è particolarmente adatta per la messa a punto dei demodulatori di croma.
Essa consiste ancora delle quattro barre verticali esaminate in precedenza con la

sola differenza che, il quadro risulta diviso a metà da una linea orizzontale. La metà superiore del quadro è codificata PAL mentre la parte inferiore contiene l'informazione cromatica solo per le righe in cui il burst ha fase 135° ossia per le righe « positive ». Per l'intero quadro il burst è alternato conformemente alle norme PAL. Il colore della prima barra è arancio giallastro, la barra 2 verdastra, la 3 rosa, mentre la 4 appare grigia.

Onde assicurare la medesima sensazione di colore sia nella parte superiore che in quella inferiore, la prima è generata con un'informazione cromatica di ampiezza minore della seconda. Se la messa a punto dei demodulatori è esatta, le barre così generate, devono assumere rispettivamente la medesima tinta lungo l'intera barra vista verticalmente, come se il quadro non fosse diviso a metà. La parte inferiore del quadro, come detto, contiene informazione cromatica solo durante le righe positive per cui i segnali che giungono ai demodulatori non sono più ottenuti mediante somma da parte della linea di ritardo ma sono quelli presenti all'ingresso della linea stessa come nel caso di PAL semplice. La parte superiore essendo codificata PAL funge da riferimento, poichè anche errori assai elevati nella fase di demodulazione, causano esclusivamente desaturazione. La variazione di colore nella parte inferiore, p. es. della barra 2 che contiene solo l'informazione $(B - Y)$ è dovuta al fatto che la regolazione errata della fase al demodulatore $(R - Y)$ produce una componente indesiderata che andrà ad alterare la tinta di questa parte della barra, mentre come detto, per la parte superiore si ha la presenza della sola componente $(B - Y)$.

Se l'anomalia è visibile sulla barra N° 3, che contiene esclusivamente l'informazione $(R - Y)$, significa che la fase di demodulazione del segnale $(B - Y)$ è errata per cui nella parte inferiore della barra stessa si avrà oltre ad $(R - Y)$, anche una parte di segnale spurio dovuto a $(B - Y)$. Si procede in tal caso al ritocco della fase di sottoportante del demodulatore $(B - Y)$ onde eliminare o comunque ridurre al minimo la differenza di tinta avvertita tra la parte superiore e quella inferiore della barra 3. In molti ricevitori, la regolazione della fase di demodulazione, non è variabile singolarmente ma agisce su entrambi i segnali per cui, in tal caso, si procede in modo da ottenere la barra 2 corretta, indi agendo sullo sfasatore che provvede a stabilire la quadratura tra le fasi di demodulazione, si rende uniforme la barra 3.

Ovviamente a seconda dei circuiti su cui si opera, è bene tener presente che la probabile interazione delle due regolazioni rende necessario ripetere la messa a punto alcune volte, fino a raggiungere il risultato desiderato.

### Verifica della matrice

Premendo il pulsante N° 9 l'immagine che compare sul ricevitore nel caso che i vari circuiti siano a punto, è identica a quella precedente (pulsante N° 8), ma con colori maggiormente saturi. Ovviamente il quadro non è più diviso in due e il segnale è codificato PAL.

La procedura da seguire, e dettata della Philips è la seguente: interdire i cannoni rosso e blu, per cui l'immagine sul cinescopio risulterà composta da quattro barre verdi. Le barre 1 e 4 presenteranno la medesima intensità luminosa mentre la barra 2 risulterà in riferimento ad esse a luminosità maggiore, la 3 inferiore. Agendo sul comando di luminosità le barre 1 e 4 si devono interdire contemporaneamente. Se ciò non avviene, significa che il segnale $(V - Y)$ non è corretto, per cui si deve procedere, seguendo le istruzioni del ricevitore sotto controllo, alle regolazioni necessarie.

### Verifica generale del ricevitore

L'ultima immagine fornita del generatore di prova prevede le barre di colore secondo le sequenze standard e ovviamente codificate in PAL. L'impiego di questa immagine consente di verificare se nel suo insieme il ricevitore TVC funziona correttamente ed inoltre di regolare con discreta approssimazione i vari comandi del ricevitore stesso. Poichè l'esame completo di messa a punto di un ricevitore TVC mediante l'impiego delle barre di colore esulerebbe dallo scopo di questo articolo, terminiamo qui la breve panoramica, iniziata sul N° 8 di antenna 1969, sul sistema PAL, sperando di aver servito il lettore desideroso di avvicinarsi ai problemi della TVC. Per un esame più completo della messa a punto dei ricevitori TVC demandiamo al volume edito da *il Rostro*: *T V Service*, il quale tratta appunto tale argomento, integrandolo con una sequenza di illustrazioni a colori, che agevolano il rilievo dei difetti e guasti che con maggiore probabilità possono verificarsi nei TVC.

*A.*

dott. M. Cominetti

# I transistori unipolari ad effetto di campo*

## FISICA DEL FUNZIONAMENTO E RELAZIONI ANALITICHE FONDAMENTALI

### 1.10. - Il transistore ad effetto di campo ad elettrodo di controllo isolato (MOS)

Come già si è accennato nella introduzione alla parte prima (par. 1.1) il crescente interesse per il transistore MOS è in parte dovuto alla possibilità di costituire l'elemento « base », attivo o passivo, nei recenti procedimenti di integrazione su larga scala (LSI) e media scala (MSI). In questo campo la tecnologia MOS, in fase di continuo perfezionamento grazie ai progressi compiuti nello studio della fisica degli stati superficiali, permette di realizzare circuiti elettronici integrati di elevatissima complessità funzionale su aree complessive di qualche millimetro quadrato, col notevole vantaggio rispetto alla tecnologia bipolare, di richiedere un più semplice procedimento costruttivo, un minor consumo di potenza ed in definitiva un più basso costo. Si spiega così il crescente interesse commerciale suscitato da questi prodotti che in una vasta gamma di applicazioni logiche sono destinati a sostituire completamente i corrispondenti dispositivi di tipo bipolare.
Il nostro interesse per la tecnologia MOS si limita per ora ad approfondire la conoscenza del dispositivo discreto, ossia del transistore come componente isolato nei circuiti elettronici convenzionali, anche se sotto questo aspetto le prospettive future sembrano piuttosto limitate.
La prima considerazione qualitativa è di carattere generale e presenta il transistore MOS come un dispositivo allo stato solido con le caratteristiche elettriche del tubo elettronico, in particolare del pentodo, nella « regione di saturazione », e del triodo, nella cosiddetta «regione ohmica» (si veda la fig. 1.8 che riporta le caratteristiche statiche tipiche di un transistore ad effetto di campo canale $N$).
Come dispositivo allo stato solido equivalente al tubo elettronico il transistore MOS è inoltre migliore del FET, di pari potenza, perchè presenta una più elevata resistenza d'entrata, un più elevato disaccoppiamento fra i terminali di entrata e di uscita (alta resistenza e bassissima capacità di reazione), una maggiore frequenza di taglio ed una assoluta indipendenza della resistenza d'ingresso dalla polarità della tensione applicata tra gli elettrodi di porta e di sorgente. È questa una caratteristica di prestigio nei confronti del FET la cui resistenza d'entrata diminuisce invece drasticamente allorchè la giunzione porta-sorgente viene polarizzata in senso diretto. Inoltre, mentre la corrente di dispersione $I_{GSS}$ della giunzione porta-sorgente del FET in polarizzazione inversa raddoppia approssimativamente per ogni aumento di 10°C di temperatura ambiente, la corrente di dispersione dell'elettrodo di « porta » del MOS è di gran lunga inferiore e praticamente non dipende dalla temperatura, essendo legata solamente alle qualità elettriche dello strato di biossido di silicio.

### 1.11. - Teoria fisica del transistore MOS

I due tipi di transistori MOS esistenti in commercio sono il tipo cosiddetto a «svuotamento ed accrescimento » o più semplicemente a « svuotamento », normalmente conduttore in assenza di tensione applicata alla porta, ed il tipo ad « accrescimento » che conduce solamente in presenza di una opportuna polarizzazione della porta. I simboli elettrici corrispondenti sono indicati in fig. 1.2. Per entrambi i tipi di transistori verrà eseguita una breve analisi qualitativa allo scopo di chiarirne il funzionamento.

#### 1.11.1. - Il transistore MOS ad accrescimento (o tipo C)

In fig. 1.12 è rappresentata la sezione trasversale del transistore MOS ad accrescimento canale $P$.
All'interno di un supporto di silicio tipo $N$ a bassa drogatura ($\sim 10^{15}$ atomi/cm³), detto *substrato*, vengono depositate mediante un processo di diffusione due piccole aree di silicio tipo $P$ fortemente drogate ($10^{18} \div 10^{20}$ atomi/cm³). Due elet-

(*) segue dal n. 4. aprile 1970, pag. 141.

Fig. 1.12 - *a*) Sezione trasversale del transistore MOS ad accrescimento canale *P*. *b*) le due giunzioni *PN* in connessione « back to back ».

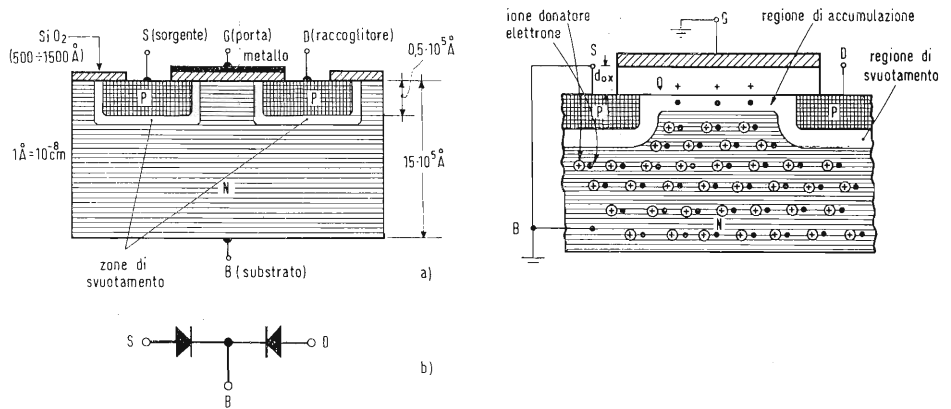



Fig. 1.13 - Accumulazione di uno strato di cariche negative $Q$ alla superficie del substrato per bilanciare la distribuzione di cariche positive $Q_S$ concentrate all'interfaccia ossido-substrato $V_{GS}$ = 0.

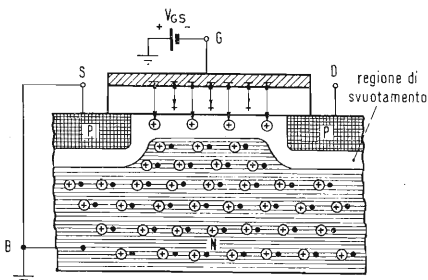



Fig. 1.14 - Svuotamento delle cariche negative alla superficie del substrato mediante l'applicazione di una tensione $V_{GS}$ tra porta e sorgente.

trodi metallici, successivamente saldati a queste regioni, prendono il nome di *sorgente* (*S*) e *raccoglitore* (*D*). Sulla faccia superiore del substrato viene riportato un sottile strato isolante di biossido di silicio di spessore variabile fra i 500 e i 2000 Å (1 Å = $10^{-8}$ cm), sulla cui superficie esterna si evapora infine uno strato metallico di alluminio che costituisce il terzo elettrodo, ossia la *porta* (*G*). Il *substrato* (*B*) diventa il quarto elettrodo del dispositivo e ricopre spesso la funzione di seconda porta di controllo.

Il processo fisico che porta un transistore siffatto dalla interdizione, in cui si trova normalmente, alla conduzione si svolge in tre fasi successive dette di ACCUMULAZIONE, SVUOTAMENTO ed INVERSIONE.

La spiegazione di questi processi si basa sulla conoscenza dei fenomeni elettrostatici associati al condensatore piano porta-ossido-substrato ed alla giunzione fra materiali semiconduttori di tipo opposto in condizioni di polarizzazione inversa. Ricordando quanto si è detto al paragrafo 1.5 a proposito del FET, è intuitivo osservare che l'interposizione del substrato di tipo *N* fra gli elettrodi sorgente e raccoglitore, entrambi di tipo *P*, crea due giunzioni *PN* al silicio affacciate in contrapposizione. Secondo la terminologia tecnica, che si appoggia al linguaggio anglosassone, si può parlare di due diodi in connessione « back to back » ai quali è immediato applicare le precedenti considerazioni sulla giunzione.

Nel caso in esame le regioni tipo *P* risultano circondate da zone di svuotamento da portatori le quali si estendono praticamente solo all'interno del substrato a causa del forte rapporto di drogatura fra i due tipi di materiale semiconduttore e in accordo con la legge di neutralizzazione delle cariche fisse.

Tuttavia questo modello di transistore è puramente ideale in quanto non si è tenuto conto delle imperfezioni del dielettrico e degli stati superficiali del silicio. I recenti progressi della fisica dello stato solido confermano la presenza di trappole e centri ionici positivi distribuiti in modo casuale all'interfaccia ossido-substrato. L'effetto di questa distribuzione di cariche positive è di richiamare per « induzione elettrostatica » una equivalente carica negativa (elettroni) alla superficie del substrato, dando così luogo alla prima fase spontanea del processo, detta « ACCUMULAZIONE », in cui viene sostanzialmente ridotta ogni possibilità di passaggio di corrente fra gli elettrodi *D* e *S* (fig. 1.13).

Risulta così evidente che per predisporre il transistore MOS al passaggio di corrente occorre innanzitutto eliminare la distribuzione superficiale negativa fino al completo « SVUOTAMENTO » mediante un opportuno potenziale negativo sulla porta (fig. 1.14). Aumentando ulteriormente il potenziale negativo vengono richiamati alla superficie del substrato i buchi i quali, generando una distribuzione positiva di cariche mobili, ossia dello stesso segno dei portatori delle due regioni *P*, stabiliscono un vero e proprio « canale conduttore » fra le due regioni. Per tutta la profondità del canale il substrato ha quindi subito una totale « INVERSIONE » di drogatura passando da tipo *N* a tipo *P* (fig. 1.15), mentre la regione di svuotamento si estende con continuità dalla sorgente al raccoglitore penetrando entro il substrato in proporzione alla tensione di porta. La tensione critica di porta, che stabilisce il passaggio dall'interdizione alla conduzione, si chiama « tensione di soglia » e si indica normalmente con $V_T$ (threshold voltage).

Applicando finalmente una tensione $V_{DS}$ tra raccoglitore e sorgente si ottiene il passaggio di una corrente $I_{DS}$ di raccoglitore che, generando una caduta di tensione progressivamente decrescente verso la sorgente darà al canale la caratteristica forma a cuneo.

Analogamente al FET, anche il MOS è soggetto ad un fenomeno di saturazione per la corrente di raccoglitore, che si manifesta con lo strozza-

Fig. 1.15 - Formazione dello strato di inversione (canale conduttore) alla superficie del substrato mediante l'applicazione della tensione di soglia $V_{GS} = V_T$.

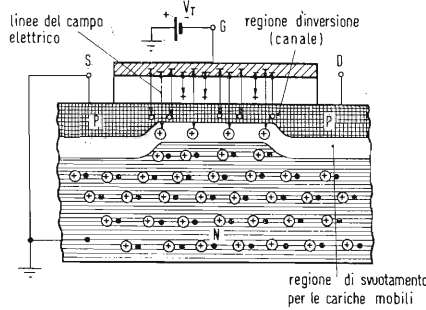
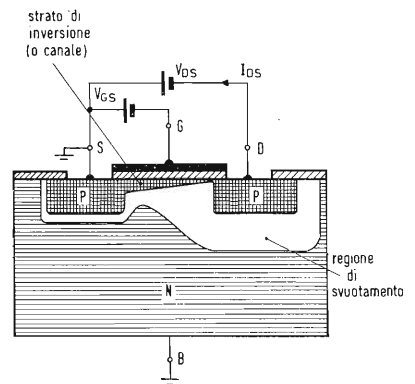



Fig. 1.16 - Sezione trasversale del transistore MOS ad accrescimento canale *P* funzionante al limite fra le regioni ohmica e di saturazione ($V_{DS} = V_{GS} - V_T$); $V_{BS} = 0$.

mento o pinch-off del canale conduttore, allorchè la tensione di raccoglitore raggiunge il valore $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ (fig. 1.16). In tal caso la punta del cuneo si forma in prossimità del raccoglitore, e da esso si allontana per tensioni $V_{DS}$ progressivamente più elevate. Questo punto di strozzamento divide il canale in due regioni distinte: la regione a sinistra, cioè dalla parte della sorgente, che è simile ad una resistenza di valore proporzionale alla lunghezza del tratto *l* e che interviene a stabilire il valore della corrente nel canale e la regione a destra, cioè dalla parte del raccoglitore, che è simile alla zona di svuotamento di una giunzione *PN*.
Il fenomeno è dunque simile allo strozzamento della sbarretta conduttrice del FET; tuttavia si verifica solo alla superficie.

### 1.11.2. - Il transistore MOS a svuotamento (o tipo B)

Il transitore MOS a svuotamento, canale *P*, ha la stessa struttura del transistore ad accrescimento con la differenza che un sottile canale di tipo *P*, di moderata resistività, viene diffuso sulla superficie superiore del substrato in modo da realizzare un percorso di conduzione tra sorgente e raccoglitore (fig. 1.17). Dunque, come per il FET, questo transistore è predisposto per il passaggio di una corrente di raccoglitore anche in assenza di polarizzazione sulla porta. Applicando una tensione $V_{GS}$ negativa il dispositivo funziona in accrescimento in quanto la carica positiva indotta alla superficie rinforza lo spessore del canale conduttore, e la corrente aumenta. Applicando una tensione positiva la regione di svuotamento, che circonda le diffusioni di tipo *P* ed il canale, penetra entro quest'ultimo riducendone progressivamente lo spessore e limitando la corrente. Per tensioni di porta, via via più positive lo svuotamento si estende ulteriormente fino alla completa distruzione del canale conduttore allorchè $V_{GS} = V_p$. In figura 1.18 è indicato il fenomeno di svuotamento del canale in presenza di una corrente $I_{DS}$.

### 1.11. - Analisi quantitativa del transistore MOS

S. R. Hofstein ed altri (bibl. 6) hanno formulato una analisi fisico matematica del transistore MOS allo scopo di dedurre alcune relazioni empiriche atte a giustificarne il funzionamento ed accettando le seguenti ipotesi semplificative:

Fig. 1.17 - Sezione trasversale del transistore MOS *a* svuotamento canale *P* in assenza di polarizzazioni.

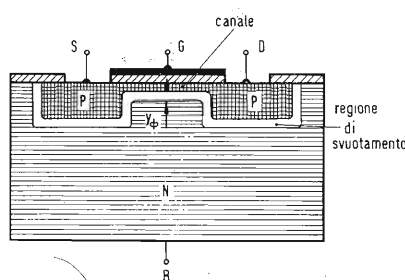
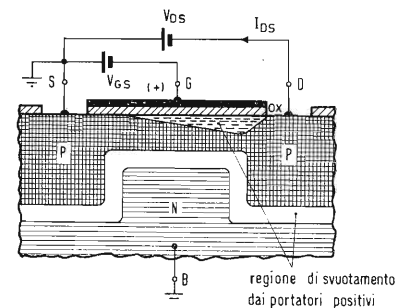



Fig. 1.18 - Sezione trasversale del transistore MOS a svuotamento canale *P* con le opportune polarizzazioni. Restringimento del canale conduttore per effetto combinato della tensione $V_{GS}$ e della corrente $I_{DS}$.

1) la capacità d'ingresso ($C_g$) del transistore è rappresentata dalla capacità del condensatore piano porta-ossido-substrato;
2) la mobilità $\mu$ dei portatori è considerata costante e quindi indipendente dal campo elettrico applicato;
3) il dielettrico è considerato un isolante perfetto senza perdite e le eventuali imperfezioni, quali la presenza di trappole e centri ionici vengono conglobate in un singolo termine di carica effettiva positiva $Q_S$ costante e distribuita in modo uniforme all'interfaccia ossido-substrato.

Le relazioni matematiche ottenute, valide considerando il substrato e la sorgente elettricamente collegati fra loro ($V_{BS} = 0$ V), confermano esattamente i risultati ottenuti al par. 1.8 studiando il FET. Per comodità di consultazione si riportano le due relazioni fondamentali che legano la corrente di raccoglitore alla tensione raccoglitore-sorgente in funzione della tensione porta-sorgente come parametro. Esse sono:

a) *regione ohmica*
($V_{DS} \leq V_{GS} - V_p$)

$$I_{DS} = -\beta\left[(V_{GS} - V_p)\,V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}\right] \qquad (1.22)$$

b) *regione di saturazione*
($V_{DS} \geq V_{GS} - V_p$)

$$I_{DS} = -\frac{\beta}{2}(V_{GS} - V_p)^2 \qquad (1.23)$$

dove il « coefficiente di amplificazione $\beta$ » è definito da:

$$\beta = \mu_{p,n}\frac{E_{ox}}{d_{ox}}\,\frac{Z}{L} \quad \begin{bmatrix} < 0 \text{ canale } N \\ > 0 \text{ canale } P \end{bmatrix} \qquad (1.24)$$

essendo $\dfrac{E_{ox}}{d_{ox}} = C_g$ la capacità d'ingresso per unità di area (pF/cm²)

$\mu_{p,n}$ la mobilità dei portatori (cm²/Volt-sec)

$Z/L$ le dimensioni del canale conduttore (cm)

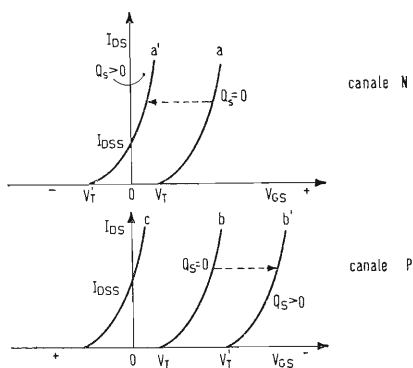



Fig. 1.19 - Caratteristiche di trasferimento dei vari tipi di transistori MOS. *a* accrescimento canale *N*; *a'* svuotamento canale *N*; *b*, *b'* accrescimento canale *P*; *c* svuotamento canale *P*.

Le stesse considerazioni fatte al par. 1.9 sulle caratteristiche statiche del FET si possono senza limitazioni estendere al transistore MOS osservando che il parametro $V_p$ che compare nelle relazioni 1.22 e 1.23 rappresenta la tensione di pinch-off per il transistore MOS a svuotamento e la tensione di soglia $V_T$ per il transistore MOS ad accrescimento.

## Bigliografia parte I

1) W. Shockley - « A unipolar field effect transistor » - P.I.R.E. 1952 november.
2) Cobbold, Trofimenkoff - « Theory and application of the field-effect transistor » - parte 1ª - P.I.E.E. 1964 december - pag. 1981-1992.
3) Hofstein, Heiman - «The silicon insulated-gate field-effect transistor»- P.I.E.E.E. 1963 september - pag. 1190-1202.
4) Hofstein, Heiman - « Metal-oxide-semiconductor field-effect transistors Electronics - 1964 november - pag. 50-61.
5) Sevin - « Field effect transistors » - Texas Instruments Electronics Series.
6) Middlebrook - « A simple derivation of field-effect transistor characteristics » - P.I.E.E.E. - 1963 August - pag. 1146-1147.
7) R. H. Crawford - « Mosfet in circuit design » - Texas Instruments Electronics Series - Mc Graw-Hill Book Company.
8) Informazioni Tecniche Philips - « Transistori FET e MOS » - S3a - pag. 77-99.
9) Reynolds, Morton - « Metal Oxide-Semiconductor (MOS) - Integrated circuits - Part 1 - The MOS transistor » - Post Office Electrical Engineers' Journal - 1969 October - pag. 168-174.

## PROPRIETÀ ELETTRICHE INDIPENDENTI DALLA FREQUENZA

### 2.1. - Generalità

Ultimata l'analisi generale del funzionamento fisico e delle relazioni analitiche fondamentali dei transistori ad effetto di campo, viene approfondito in questa seconda parte lo studio delle proprietà elettriche indipendenti dalla frequenza in diretto confronto con i transistori a giunzione bipolari di pari potenza. Tale studio è basato sulla seguente suddivisione schematica:

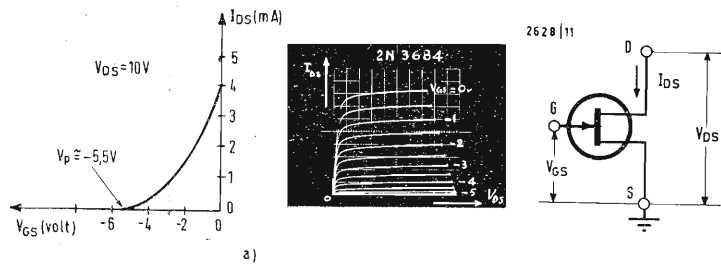



Fig. 2.1 - *a*) Caratteristiche statiche tipiche del FET 2N3684 canale *N*. $I_{ds}$ = 0,5 mA/div; $V_{ds}$ = 2 V/div; $V_{gs}$ = — 0,5 V/step.

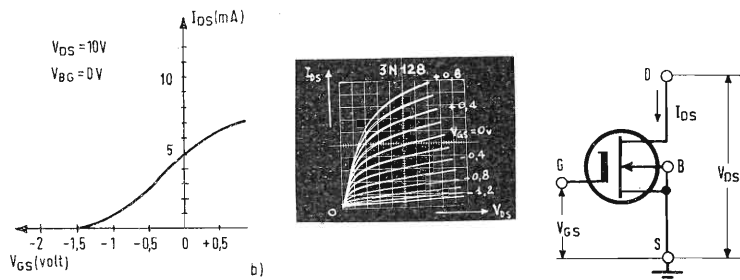



Fig. 2.1 - *b*) Caratteristiche statiche tipiche del MOS 3N128 a svuotamento canale *N*. $I_{bs}$ = 1 mA/div; $V_{ds}$ = 2 V/div; $V_{gs}$ = — 0,2 V/div; $V_{vg}$ = 0 V.

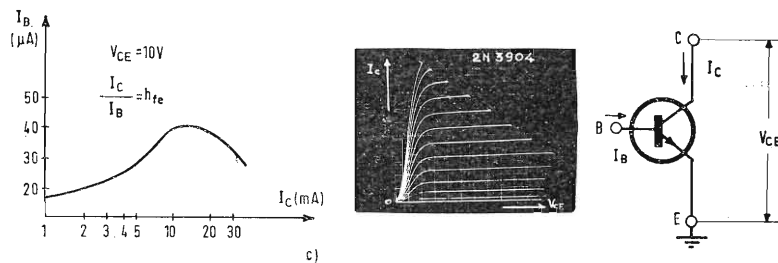



Fig. 2.1 - *c*) Caratteristiche statiche di collettore del transistore 2N3904 *NPN*. $I_c$ = 1 mA/div; $V_{ce}$ = 0,1 V/div; $I_v$ = 20 μA/step.

a) *proprietà deducibili dalle caratteristiche statiche e di trasferimento*:
— coefficiente caratteristico ($M$);
— corrente di saturazione ($I_{DSS}$);
— tensione di pinch-off ($V_p$).
b) *caratteristiche elettriche dinamiche*:
— transconduttanza ($g_m$)
— conduttanza d'uscita ($g_{os}$);
— resistenza in chiusura $R_{DS\,(ON)}$;
— resistenza in apertura $R_{DS\,(OFF)}$;
c) *corrente di dispersione di porta* ($I_{GSS}$);
d) *Tensioni di rottura* $V_{(BR)\,GSS}$, $V_{(BR)\,DGO}$, $V_{(BR)\,DSX}$.
Questa semplice suddivisione, suggerita dai bollettini tecnici e dai dati di listino delle case costruttrici dei transistori, ha lo scopo di fornire al progettista una più chiara conoscenza generale del dispositivo.

## 2.2. - Proprietà deducibili dalle caratteristiche statiche e di trasferimento

In fig. 2.1 *a, b, c* vengono confrontate le caratteristiche statiche tipiche del FET 2N3684 e del MOS 3N128, entrambi a canale *N*, con le caratteristiche di collettore del transistore bipolare 2N3904 di tipo *NPN*. La fondamentale differenza in corrente continua si riscontra nella caratteristica di trasferimento, ossia nella curva che rappresenta la variazione della corrente d'uscita in funzione della variabile d'ingresso: la tensione $V_{GS}$ per i transistori ad effetto di campo, e la corrente $I_B$ per il transistore bipolare.
Per il FET e il MOS la caratteristica di trasferimento è del tutto simile a quella dei tubi elettronici, ed è indicata alla sinistra delle caratteristiche statiche. La costruzione grafica si esegue, per un valore assegnato di tensione $V_{DS}$, ad esempio 10 V, proiettando le corrispondenti coppie di valori $V_{GS}$, $I_{DS}$ deducibili dalla caratteristica statica all'intersezione con la retta verticale $V_{DS} = 10$ V.
Le principali informazioni deducibili dalla caratteristica di trasferimento sono definite dalle intersezioni della curva con gli assi coordinati. Esse sono: la corrente di saturazione $I_{DSS}$, la tensione di interdizione o di pinch-off $V_p$ e la transconduttanza massima $g_{max}$.

### 2.2.1. - Il coefficiente caratteristico $M$

Questo coefficiente, definito da

$$M = \frac{g_{max} \cdot V_p}{I_{DSS}} \qquad (2.1)$$

lega in una unica relazione le tre principali grandezze che non dipendono dalla frequenza.
Per spiegare il significato di questo fattore si osservi la fig. 2.2. In essa il prolungamento della tangente alla curva nell'origine interseca l'asse delle tensioni nel punto $V'_{GS}$. Dai due triangoli rettangoli simili $A\hat{B}C$ e $V'_{GS}\ \hat{O}\ I_{DSS}$ si deduce immediatamente

$$g_{max} = \frac{I_{DSS}}{V'_{GS}} \qquad (2.2)$$

e per confronto con la 2.1

$$V'_{GS} = \frac{V_p}{M} \qquad (2.3)$$

Risulta evidente che $M$ va considerato come un fattore che stabilisce il grado di non linearità della caratteristica di trasferimento. Così il valore $M = -1$ definisce un dispositivo perfettamente lineare ($V'_{GS} = V_p$); in tal caso la transconduttanza $g_m$ non dipende dalla corrente $I_{DS}$ e si mantiene costantemente uguale a $g_{max}$. Un valore di $M$ minore di $-1$ definisce invece un dispositivo non lineare in cui la transconduttanza $g_m$ è funzione della corrente di raccoglitore. Una soluzione numerica per $M$ non è rigorosa perchè richiede la conoscenza della legge di drogatura del canale, ossia del cosidetto « profilo di impurità » $N_{(y)}$ (bibl. 1). Il problema è complesso ed esula dagli scopi del presente lavoro. Ci si limita pertanto a rappresentare in fig. 2.3 i principali profili di impurità per i transistori FET realizzati secondo la attuale tecnologia. Sulle ascisse è riportata la coordinata $y$ relativa alla larghezza della giunzione porta-canale, sulle ordinate la corrispondente densità di drogatura $N_{(y)}$. Con buona approssimazione le distribuzioni esponenziale ed uniforme si possono considerare reciproche fra loro; infatti la prima è nulla fino in prossimità dell'asse del canale dove sale bruscamente al valore $N_o$, mentre la seconda mantiene il valore $N_o$ per tutta la larghezza del canale. Per questi due profili estremi di drogatura, fra i quali si collocano i profili parabolico e lineare Schokley ha dedotto con procedimento teorico-sperimentale i valori del coefficiente $M$. Essi sono:

$M \cong -3$ per la distribuzione uniforme;
$M \cong -2$ per la distribuzione esponenziale.

Come immediata conseguenza di questa ricerca si è avuta la definizione delle due leggi limiti che governano la dipendenza della corrente $I_{DS}$ dalla tensione $V_{GS}$ nella regione di saturazione. Esse sono:

a) *per il canale a drogatura uniforme*

$$I_{DS} = I_{DSS}\left[1 - 3\frac{V_{GS}}{V_p} + 2\left(\frac{V_{GS}}{V_p}\right)^{\frac{3}{2}}\right] \qquad (2.4)$$

Fig. 2.2 - Significato del fattore $M$ nel rappresentare la non linearità della caratteristica di trasferimento.

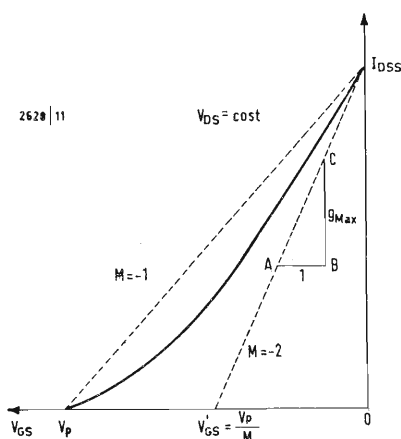
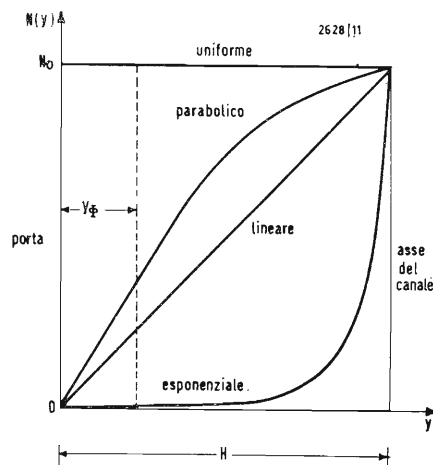



Fig. 2.3 - Principali « profili di impurità » per i transistori FET.

**Una chiarificazione necessaria**

Si desidera precisare che collaboratore per le pubblicazioni della casa editrice il Rostro è l'ing. **Alessando Banfi.**
La chiarificazione si rende necessaria per un'opinione diffusa che confonde il suddetto ingegnere con altri di uguale cognome.

b) *per il canale a drogatura esponenziale*

$$I_{DS} = I_{DSS}\left[1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right]^2 \qquad (2.5)$$

È immediato verificare come la differenza fra queste curve, entro tutto il campo di variazione della tensione $V_{GS}$, risulta sorprendentemente piccola. Ciò permette di concludere che la forma del profilo di drogatura del canale, pur oscillando fra i valori estremi del coefficiente caratteristico, non ha in pratica un sensibile effetto sulla caratteristica di trasferimento. Pertanto, in tutti i ragionamenti che seguiranno, si farà specifico riferimento alla equazione 2.5 che è esattamente uguale alla 1.8, precedentemente ottenuta per il FET e alla 1.23 ottenuta per il MOS, e che rappresenta nel modo più semplice il transistore ad effetto di campo nella regione di saturazione.
Per la regione ohmica si ritengono valide le equazioni 1.15 e 1.22 che coincidono fra loro ove si indichi con $\beta$ il generico fattore di guadagno del transistore.

### 2.2.2. - Corrente di saturazione $I_{DSS}$

La relazione 2.5 lega la tensione d'ingresso con la corrente di uscita secondo una « legge quadratica ». È questa una pregevole caratteristica dei transistori ad effetto di campo per molte applicazioni, specialmente quando si richiede che il segnale in uscita non contenga armoniche di ordine dispari. La corrente $I_{DSS}$ che compare nella equazione 2.5 è la massima corrente che può percorrere il canale ed è perciò indicata come « corrente di saturazione ».
L'espressione classica della corrente $I_{DSS}$ è data dalle equazioni 1.18 e 1.23 che riscriviamo nella forma:

$$I_{DSS} = \frac{\beta}{2}(V_{GS} - V_p)^2 \qquad (2.6)$$

con il significato ormai noto dei vari parametri.

Ponendo $V_{GS} = 0$ e ricordando che $\beta = \frac{G_o}{V_p}$ (eq. 1.14) si ottiene

$$I_{DSS} = \frac{\beta}{2} V_p^2 = -\frac{G_o}{2} V_p \qquad (2.7)$$

Questa equazione permette di determinare $\beta$ note che siano $I_{DSS}$ e $V_p$.

Per il FET 2N3684 i valori di $\beta$ oscillano tra 0,6 e 1,25 $\left(\frac{mA}{\text{Volt}^2}\right)$

Per confronto con la 2.1, ove si ponga $M = -2$, la stessa equazione permette di verificare che la conduttanza d'uscita del dispositivo per $V_{GS} = 0$, ossia $G_o$, coincide con la transconduttanza massima $g_{max}$.

### 2.2.3. - Tensione di pinch-off $V_p$

La tensione di pinch-off è la differenza di potenziale fra porta e sorgente che annulla la corrente di raccoglitore. Essendo in pratica molto difficile apprezzare con esattezza l'annullamento della corrente di raccoglitore, sui listini tecnici viene talvolta indicato al posto della tensione $V_p$ il valore di tensione $V_{GS}$ che riduce la corrente di raccoglitore a $\frac{1}{10}$ della corrente di saturazione ($I_{DS} = 0,1\, I_{DSS}$).

a) *Effetto della impurità del dielettrico* ($S_iO_2$) *sulla tensione di pinch-off.*

Come si è detto al paragrafo 1.10.1 le impurità dello strato dielettrico di biossido di silicio vengono conglobate in una carica positiva $Q_S$ localizzata sulla faccia inferiore del dielettrico stesso a diretto contatto con la superficie del substrato. L'effetto di questa carica è molto importante in quantochè interviene a definire il valore della tensione di pinch-off $V_p$ o di soglia, $V_T$ del transistore, come vedremo.
Considerando i fenomeni fisici che interessano i transistori ad effetto di campo si è condotti a interpretare la tensione $V_p$ (o $V_T$) come la tensione necessaria per neutralizzare la densità della carica superficiale distribuita al disopra ($Q_S$) ed al disotto ($Q_C$) della regione di confine fra l'ossido ed il canale, nel MOS e fra la diffusione di porta ed il canale nel FET. Considerando inoltre l'effetto del potenziale di contatto alla giunzione, se $C_g = \frac{E_{ox}}{d_{ox}}$ è la capacità per unità di area del condensatore piano porta-ossido-substrato, la tensione esterna tra porta e substrato necessaria a creare l'inversione superficiale sarà:

$$V_p = V_{pi} + V_S + V_{\varnothing} = -\frac{Q_C}{C_g} - \frac{Q_S}{C_g} + V_{\varnothing} \qquad (2.8)$$

**Errata Corrige**

relative alla prima puntata dell'articolo I transistori unipolari ad effetto di campo apparsa sul N. 4 de l'antenna.

pag. 134, la didascalia a piede pagina (Fig. 1.4 Struttura semplificata ...ecc) va riferita alla figura di pag. 135, dopodichè ogni didascalia, fino alla fine della puntata, va spostata alla figura successiva.
pag. 135, 6ª riga: ...fig. 1.3b) leggasi: fig: 1.3c);
pag. 135, 14ª riga: ...fig. 1.3c) leggasi: fig. 1.3b);
pag. 137, 19ª riga dal basso: ...paragrafo 1.7 leggasi: paragrafo 1.8;
pag. 140, 1ª riga: ...$g_{DS}$ leggasi $g_{OS}$
pag. 140, form. 1.10: ...$g_{DS}$ leggasi $g_{OS}$

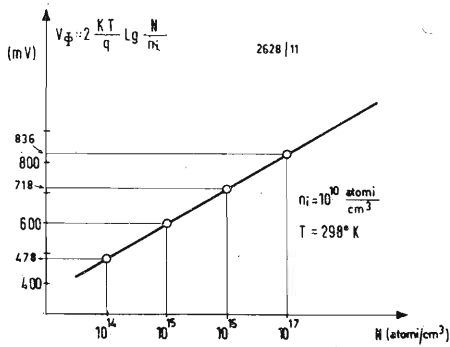



Fig. 2.4 - Potenziale di contatto V8 in funzione della densità di drogatura $N$ alla temperatura di 25°C (298°K); positivo per canale $N$ e negativo per canale $P$.

essendo: $V_{pi} = -\dfrac{Q_C}{C_g}$ il potenziale intrinseco di pinch-off (positivo per canale $N$ e negativo per canale $P$).

$V_S = -\dfrac{Q_S}{C_g}$ il potenziale attribuito alla distribuzione superficiale di carica positiva nel MOS ($V_S = 0$ per il FET).

$V_\varnothing$ il potenziale di contatto alla giunzione (positivo per canale $N$ e negativo per canale $P$).

Valori correnti del potenziale di contatto, dedotti in base alla teoria statistica di Fermi secondo la ben nota equazione:

$$V_\varnothing \cong \pm 2 \frac{K\,T}{q}\, l_g \frac{N}{n_i} \tag{2.9}$$

dove: $K = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ joule/°K (costante di Boltzmann);
$T$ = temperatura assoluta (°K);
$N$ = densità di drogatura del substrato per il MOS e della sbarretta per il FET, (atomi/cm³);
$n_i$ = densità dei portatori nel semiconduttore intrinseco (portatori/cm³);
$q = 1{,}6 \cdot 10^{-19}$ coulomb (carica dell'elettrone).

oscillano tra 0,5 e 0,7 Volt a 25°C per $N$ compreso tra $10^{14}$ e $10^{16}$ atomi/cm³ (fig. 2.4).
Per quanto riguarda il potenziale intrinseco di puich-off $V_{pi}$, si osserva una stretta dipendenza dal grado di drogatura $N$, dal potenziale di contatto e dalla costante dielettrica $E$ del semiconduttore secondo la relazione (bibl. 2):

$$V_{pi} = K_1 \sqrt{|V_\varnothing|} \tag{2.10}$$

dove:

$$K_1 = \frac{\sqrt{2\,q\,E\,N}}{C_g} \tag{2.11}$$

Per $N$ variabile da $10^{14}$ a $10^{16}$ atomi/cm³ $V_{pi}$ varia da 0,2 Volt a 2 Volt.
Infine per il potenziale $V_S$ si accettano i valori sperimentali oscillanti tra 0,5 e 4 Volt in corrispondenza a distribuzioni superficiali di carica $Q_S$ dell'ordine di $10^{-8}$ e $10^{-7}$ coulomb/cm².
Come conseguenza simultanea dei tre effetti si ottengono valori di tensione di pinch-off, o tensioni di soglia, oscillanti tra 0,6 e 8 Volt.
Una seconda considerazione sulla eq. 2.8 riguarda il diverso effetto della carica positiva $Q_S$, nel definire la tensione di soglia per transistori MOS a canale $P$ o $N$, in quanto nei due casi il segno di $Q_C$ e $V_\varnothing$ si inverte. (AC)
L'esempio che segue, tratto dalla bibliografia 2, servirà a meglio chiarire questo concetto.
Si riportano i dati costruttivi per alcuni transistori MOS di entrambi i canali:

$N = 10^{15}$ atomi/cm³;
$d_{ox} = 1500$ Å;
$E_{ox} = 0{,}3$ pF/cm;
$n_i = 10^{10}$ portatori/cm³.
Se si accetta come valore attendibile $Q_S = 5{,}6 \cdot 10^{-19}$ coulomb/cm² si deduce immediatamente
$|V_\varnothing| \cong 0{,}6$ Volt

$$C_g = \frac{0{,}3}{1{,}5} 10^8 \cong 0{,}2 \cdot 10^8 \text{ pF/cm}$$

e quindi:

$$V_S = -\frac{Q_S}{C_g} = -2{,}9 \text{ Volt (per entrambi i canali)}$$

$$V_{pi} = -\frac{Q_C}{C_g} = \mp 0{,}6 \text{ Volt (per canale } P \text{ ed } N\text{, rispettivamente)}$$

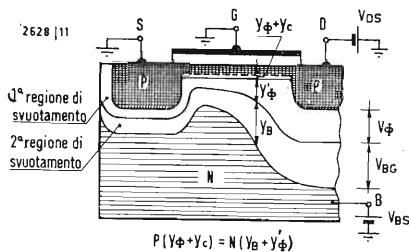



Fig. 2.5 - Effetto della polarizzazione del substrato. Generazione di una 2° regione di svuotamento con conseguente.

Sostituendo ora questi valori nella equazione 2.8, che definisce la tensione di soglia, si ottiene per il canale $P$:
$V_T = -2{,}9 - 0{,}6 - 0{,}6 = -4{,}1$ Volt

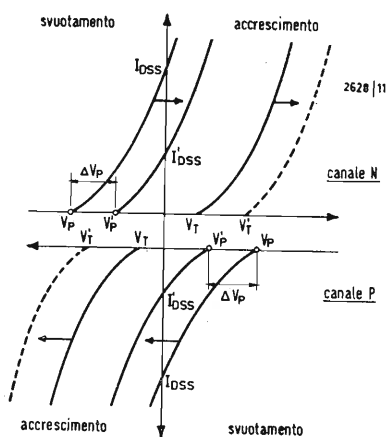



Fig. 2.6 - Influenza della polarizzazione del substrato sulle caratteristiche di trasferimento dei MOS a canale $N$ e $P$.

e questo valore di tensione definisce un transistore MOS funzionante in accrescimento. Con ragionamento analogo, ma per il canale $N$, si ha:

$$V_T = -2{,}9 + 0{,}6 + 0{,}6 = -1{,}7 \text{ Volt}$$

che definisce invece un transistore MOS funzionante in svuotamento. Nel caso ideale in cui si possano trascurare le perdite nel dielettrico sarà $Q_S = 0$ ed entrambi i tipi di transistori funzioneranno in accrescimento con tensione di soglia di $\mp$ 1,2 Volt rispettivamente.
Le considerazioni più generali si possono fare sulla base delle caratteristiche mutue dinamiche rappresentate in fig. 1.19. Le curve $a$ e $b$ si riferiscono ai transistori ideali ad accrescimento, canale $N$ e $P$ rispettivamente ($Q_S = 0$). L'effetto della carica $Q_S$ positiva per il transistore a canale $N$ è favorevole alla generazione dello strato superficiale d'inversione; ciò significa che, anche in assenza di polarizzazione, può esistere il canale se la densità della carica positiva distribuita sul dielettrico è sufficientemente elevata. La caratteristica di trasferimento si sposta allora verso sinistra confluendo nella curva $a'$ che è tipica del funzionamento in svuotamento. Per il MOS a canale $P$ la carica $Q_S$ positiva agisce invece, come si è visto, nel senso di accentuare le caratteristiche del dispositivo ad accrescimento spostando la caratteristica di trasferimento dalla curva $b$ alla curva $b'$. La curva $c$ rappresenta il funzionamento in svuotamento.
Da queste semplici considerazioni (bibl. 3) si deduce che i transistori a canale $N$ e a canale $P$ non sono perfettamente duali. Inoltre è opportuno osservare che i tipi di normale produzione sono il MOS a svuotamento canale $N$, preferito soprattutto in amplificazione perchè sfrutta portatori a più elevata mobilità (elettroni), ed il MOS ad accrescimento canale $P$ che trova più vasto impiego nella tecnica di commutazione e nei circuiti integrati per impieghi logici, grazie alla superiore immunità al rumore.

*b) Effetto della polarizzazione del substrato*

Come si è visto (fig. 1.12*b*) il substrato del transistore MOS forma due giunzioni al silicio con gli elettrodi di raccoglitore e sorgente. Le due giunzioni agiscono quindi sulla conduttanza del canale in modo analogo alla giunzione di un FET ed il substrato può assumere così l'importante ruolo di « seconda porta di controllo ». Evidentemente l'impedenza d'ingresso rispetto alla sorgente, essendo dell'ordine della resistenza di un diodo al silicio polarizzato inversamente, è molto minore della impedenza d'ingresso della porta principale.
È interessante a questo punto analizzare l'effetto della polarizzazione $V_{BS}$ del substrato sull'andamento della caratteristica di trasferimento di un transistore MOS ad accrescimento canale $P$.
A prima vista sembrerebbe che una polarizzazione inversa del substrato, ossia un potenziale positivo rispetto alla sorgente, sia equivalente ad una tensione negativa sulla porta, con l'effetto di ridurre la tensione di soglia e traslare la caratteristica verso destra. In effetti, come si è visto per la giunzione $PN$ (fig. 1.6), la polarizzazione inversa crea una maggiore penetrazione della regione di svuotamento sia dal lato substrato, per una distanza $Y_B$, che dal lato canale, per una distanza $Y_C$, in accordo con la condizione di neutralità delle cariche fisse alla giunzione canale-substrato (fig. 2.5) definita da:

$$P \cdot (Y_\varnothing + Y_C) = N \cdot (Y_B + Y'_\varnothing) \qquad (2.12)$$

In definitiva, il canale si restringe della quantità $Y_C$ e la sua conduttanza diminuisce in proporzione. Per ricondurre il canale alle dimensioni primitive occorrerà applicare esternamente tra porta e sorgente una tensione $V_{GS}$ più negativa di una quantità esattamente uguale alla variazione $\Delta V_p$ della tensione di pinch-off. Concludendo, la polarizzazione inversa del substrato aumenta in valore assoluto la tensione di soglia dei MOS ad accrescimento e diminuisce il potenziale di pinch-off dei MOS a svuotamento con la conseguente traslazione delle caratteristiche di trasferimento verso destra per il canale $N$ o verso sinistra per il canale $P$ (figura 2.6). In entrambi i casi, fissata la tensione $V_{GS}$, ciò significa ridurre progressivamente la corrente di raccoglitore.
In conclusione l'equazione 2.8 si può scrivere sotto la forma (bibl. 2):

$$V'_p = V_p + \Delta V_p \qquad (2.13)$$

dove:

$$\Delta V_p = K_1 (\sqrt{V_\varnothing + V_{BG}} - \sqrt{V_\varnothing}) \qquad (2.14)$$

con i significati ormai noti dei vari simboli. *(continua)*

*(a cura dell'ing. Antonio Nicolich)*

# Impiego del generatore di barre di colore FG 387 Nord Mende*

Si farà riferimento ad uno schema a blocchi di validità generale. Controlli e regolazioni dei singoli stadi sono indicati in fig. 1.

La teoria del funzionamento dei singoli stadi non rientra evidentemente nei limiti di questa esposizione. Il suo scopo principale è piuttosto quello di descrivere l'uso generale del generatore di colore Nord Mende FG387 che, grazie al suo funzionamento semplice e preciso, mette a disposizione del tecnico addetto al *service* un mezzo che consente tutte le prove e le misure necessarie e su qualunque tipo di apparato.

Nella fig. 1 viene indicato il percorso generale del segnale in un ricevitore TVC e vale come schema di principio per qualunque tipo di ricevitore. In fig. 1 all'uscita si ha la cosiddetta « Matrice differenza colore ». Nel caso di ricevitori con una matrice RGB vale ancora lo schema a blocchi, dove però i segnali di comando $R$, $G$ e $B$ per il ciscopio a colori si ottengono secondo la fig. 2. I percorsi dei segnali $U_Y$, $V$ e $U$ sono gli stessi di fig. 1. Per la descrizione del segnale di colore si deve stabilire questo simbolismo.

$U_R - U_Y$ = segnale differenza colore rosso; $U_G - U_Y$ = segnale differenza colore verde; $U_B - U_Y$ = segnale differenza colore blu; $(U_R - U_Y) \cdot 0{,}88$ = segnale differenza colore rosso ridotto; si indica con $V$: $(U_B - U_Y) \cdot 0{,}49$ = segnale differenza colore blu ridotto; si indica con $U$:

$V_o$ che indica la sottoportantea 4,43 MHz modulata in ampiezza da $V$ e $U_o$ analogamente il segnale 4,43 MHz modulato in ampiezza da $U$. I due segnali si trovano in quadratura tra loro.

I segnali $V_o$ e $U_o$ vengono formati nella matrice dello studio di ripresa ed infine ivi sommati vettorialmente. Poichè le sottoportanti dei due modulatori hanno una differenza di fase di 90°, dalla somma vettoriale delle due componenti si ottiene un vettore la cui fase rispetto all'asse $U_o$ caratterizza la tinta del colore. L'asse $V_o$ è ruotato di 90° rispetto all'asse $U_o$.

L'andamento del segnale nel ricevitore si segue misurando il segnale somma vettoriale a 4,43 MHz nei punti $A$, $B$, $E$, $F$, $E'$ della fig. 1. Il decodificatore PAL presenta alle sue uscite $G$ ed $H$ il segnale somma e le due componenti $U_o$ e $\pm V_o$ nuovamente separate. In questo caso $\pm V_o$ significa che si tratta di $V_o$ commutato a frequenza di riga. All'uscita dei due demodulatori sincroni nei punti $I$ e $K$ si trovano i segnali a $BF$ (0 ... 1,3 MHz) $U$ e $V$, resi disponibili per la decodifica attraverso la matrice. Nella successiva esposizione i singoli punti di misura verranno citati mediante le corrispondenti lettere maiuscole.

## 1. - USO DEL RETICOLO DI PROVA IN RICEVITORI A COLORI O IN BIANCO E NERO. TASTO DEL RETICOLO DI PROVA PREMUTO

### 1.1. - Giudizio sulla messa a fuoco

Mediante il reticolo di prova è possibile giudicare facilmente la focalizzazione del cinescopio ed il responso ai transistori del canale video per la parte RF e video frequenza. Col reticolo si controlla dapprima la messa a fuoco dei punti di colore. Si può regolare la tensione sulla G3 del cinescopio a colori e portare lo schermo alla massima nitidezza; si deve fare attenzione che la regolazione del contrasto e della luminosità siano in posizione corretta e che il cinescopio non sia sovraccaricato.

Quando la focalizzazione del cinescopio è errata, viene controllato l'accordo del canale RF e Video. Ai bordi delle strisce verticali bianche si deve verificare in questo caso una netta interruzione dei tre pennelli elettronici (circa 2 mm) e la presenza di fluttuazioni o di angoli smussati indica la necessità di un controllo del canale FI mediante generatore vobulato. Questo difetto si riconosce anche dalla diversa luminosità delle linee verticali ed orizzontali. Dopo qualche misura il tecnico ha subito la sensazione di quali siano le tolleranze in questo controllo dello schermo. La nitidezza delle linee verticali comporta una larghezza di banda di circa 3 MHz dall'ingresso d'antenna fino al cinescopio. La netta struttura puntiforme (fuoco) e la netta variazione di luminosità (larghezza di banda) indicano un'immagine corretta.

### 1.2. - Centratura dell'immagine

La posizione dell'immagine in un ricevitore TVC si regola come in uno per il bianco e nero. Nei comuni generatori commerciali è difficile inserire delle marche di delimitazione. Perciò si deve effettuare almeno una volta la taratura del reticolo del generatore con l'aiuto dell'immagine di prova del tra-

(*) La Nord Mende è rappresentata in Italia dalla ditta: Ing. Oscar Roje.

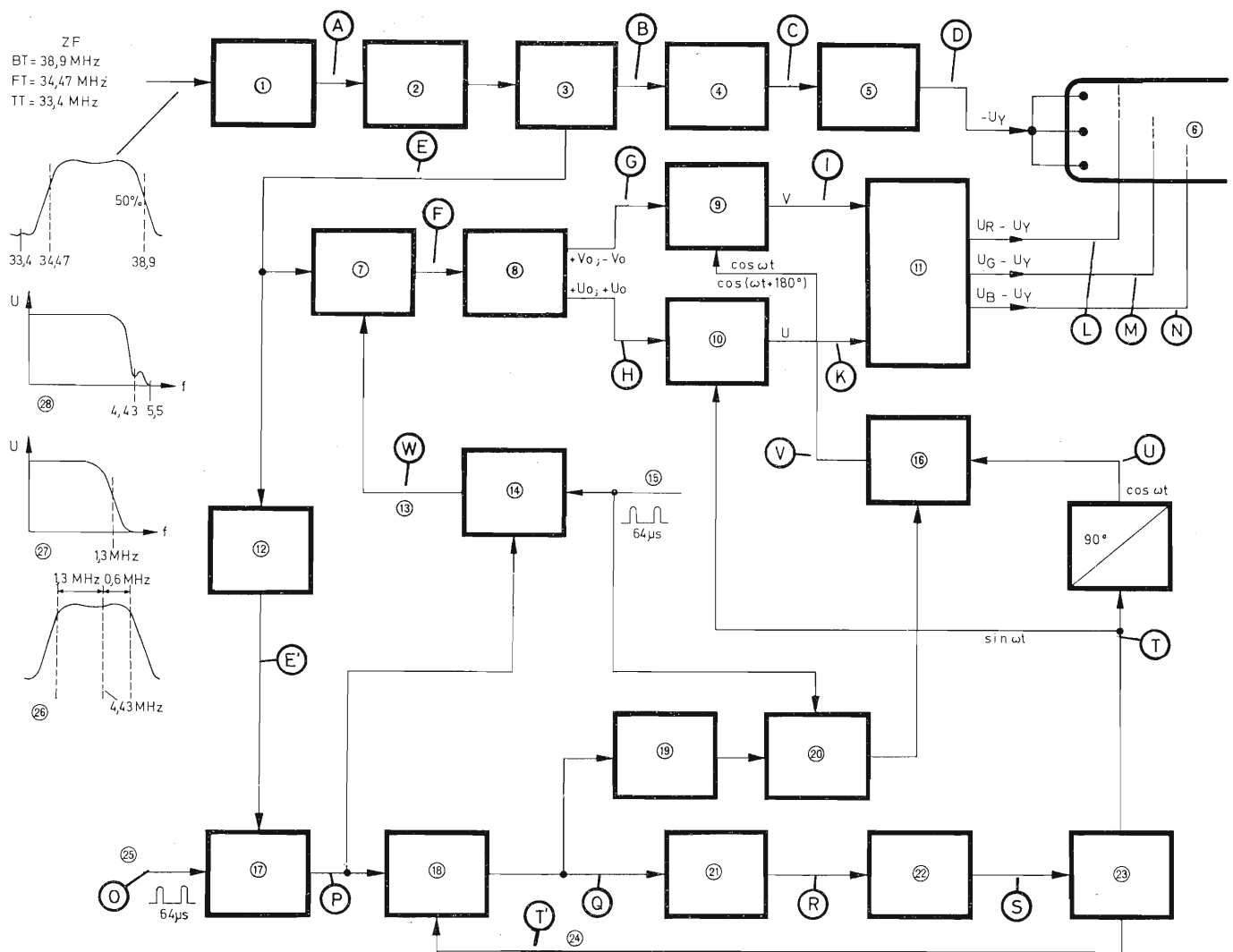



Fig. 1 - (1) = Demodulatore video; (2) = Trappola a 5,5 MHz; (3) = I amplificatore video; (4) = Linea di ritardo 800 ns; (5) = II amplificatore video; (6) = Cinescopio a colori; (7) = Amplificatore FI colore a 4,43 MHz; (8) = Decodificatore PAL; (9) = Demodulatore sincrono *V*; (10) = Demodulatore sincrono *U*; (11) = Matrice di decodifica (*UG* — *UY*); (12) = Amplificatore del burst; (13) = Tensione di blocco; (14) = Color killer; (15) = Impulsi di riga; (16) = Commutatore elettronico; (17) = Amplificatore a porta del burst; (18) = Comparatore di base; (19) = Oscillatore a 7,8 kHz; (20) = Multivibratore bistabile; (21) = Passa basso; (22) = Stadio a reattanza; (23) = Oscillatore a quarzo a 4,43 MHz; (24) = Segnale di confronto; (25) = Impulsi di riga; (26) = Segnale colore a FI; (27) = Segnale colore a BF; (28) = Segnale video.

smettitore. Per tale regolazione e per tutte le altre il generatore di barre di colore Nord Mende deve avere il regolatore della frequenza di riga con la marca in corrispondenza della tacca sul pannello. Dopo di ciò si regola il quadro di un ricevitore TV a colori o in bianco e nero mediante l'immagine di prova del trasmettitore i cui limiti sono noti. Il medesimo apparecchio viene ora alimentato dal generatore di barre di colore. Contando i quadrati si determina l'esatta posizione. A questo punto si può sfruttare il numero noto di linee del reticolo per aggiustare la posizione dell'immagine. Anche ora si deve prima diminuire l'altezza e la larghezza del quadro facendo apparire i contorni dell'immagine entro i lati dello schermo. In seguito si effettua il centraggio nei ricevitori TVC mediante i potenziometri per l'escursione verticale e orizzontale. Infine si aggiusta l'altezza e la larghezza dell'immagine con le linee del reticolo precedentemente determinate.

### 1.3. - Ampiezza e linearità verticale

Per l'aggiustamento dell'altezza dell'immagine si procede come indicato al punto 1.2. In questo caso si può usare il reticolo, nel quale le righe verticali ed orizzontali hanno tra loro una di-

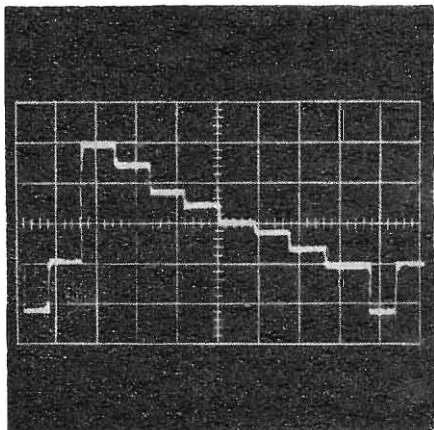



Fig. 4.

stanza costante, per la regolazione della linearità. Si osservi la distanza tra le linee orizzontali. In questo modo si può aggiustare l'altezza del quadro, la linearità ed il centraggio verticale.

### 1.4. - Ampiezza e linearità orizzontale

Analogamente al punto 1.3 si aggiusta l'ampiezza e la linearità orizzontale operando sugli appositi regolatori.

### 1.5. - Convergenza statica

Le regolazioni di cui ai punti 1 e 1.4 presuppongono che la convergenza statica non sia molto starata, poichè in caso contrario ne vengono parzialmente influenzate. Per giudicare la convergenza statica si usa nuovamente il reticolo di prova. Si osservano i punti di incrocio delle linee orizzontali e verticali nel centro dello schermo. Tenendo ben presente le 4 possibili direzioni di spostamento del pennello elettronico, che vengono indicate in fig. 3, si può correggere la convergenza statica muovendo i corrispondenti magneti (in altri tipi di ricevitori ci sono dei regolatori — Nord Mende).

### 1.6. - Convergenza dinamica

Anche la convergenza dinamica ai bordi del quadro viene regolata mediante il reticolo di prova del generatore Nord Mende e precisamente secondo il metodo di taratura prescritto dal costruttore del ricevitore. Si possono riconoscere esattamente gli errori di convergenza dinamica grazie alla struttura del reticolo di prova del generatore di barre colore. In un'immagine di prova contenente errori di convergenza, si vedono chiaramente gli orli colorati nei punti di passaggio dal bianco al nero.

## 2. - CONTROLLI CON LA SCALA DEI GRIGI

### 2.1. - Controllo dell'amplificatore video

Dal demodulatore video si ricava l'oscillogramma di fig. 4. I rapporti di tensione tra il gradino sinistro della scala (livello del bianco) e quello destro (livello del nero), per il segnale ridotto del 75%, hanno i seguenti valori:

1) Gradino del bianco = 1; 2) Gradino del giallo = 0,67; 3) Gradino del cíano = 0,53; 4) Gradino del verde = 0,44; 5) Gradino del porpora = 0,31; 6) Gradino del rosso = 0,23; 7) Gradino del blu = 0,08; 8) Gradino del nero = 0,00. Tenendo conto di questi rapporti di tensione si può esaminare in vari punti il canale video per scoprire eventuali distorsioni d'ampiezza. Si può riconoscere rapidamente un effetto di limitazione dovuto a sovraccarico.

Per queste misure si usa l'oscillografo con la sonda a partitore 1 : 10 e si controllano nel canale video i punti *A*, *B*, *C* o *D* di fig. 1. Se viene impiegata la matrice RGB, si estende la misura anche ai tre elettrodi di controllo *X*, *Y*, e *Z*. In ciascun punto si può osservare facilmente la forma, la polarità ed il rapporto di ampiezza tra i vari gradini del segnale, rilevando eventuali errori di forma e misurando il fattore di amplificazione. Errori dovuti ad un effetto limitatore si riconoscono facilmente sugli impulsi di sincronismo orizzontali. Essi nascono per es. per sovraccarico nel canale RF o FI o anche del canale video se si è mal disposto il punto di lavoro. Il rapporto tra impulso di sincronismo e segnale video nel generatore di barre colore può essere variato mediante un regolatore, in modo

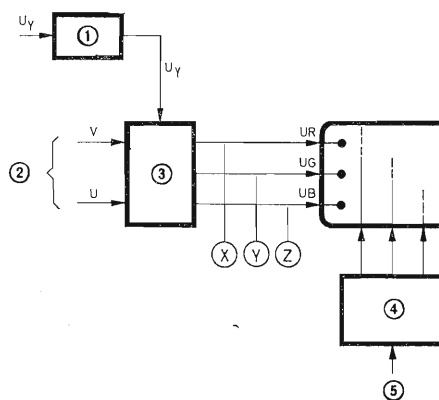



Fig. 2 - (1) = II amplificatore video; (2) = dal demodulatore sincrono; (3) = Matrice di decodifica *R-G-B;* (4) = Soppressione; (5) = Impulsi di riga.

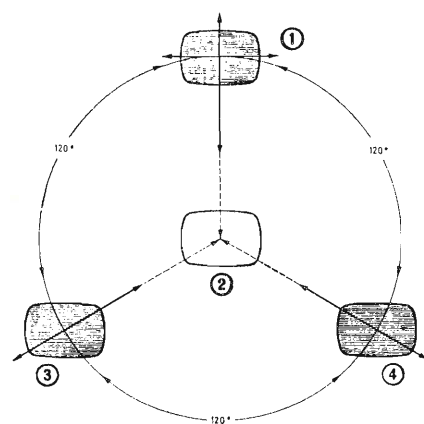
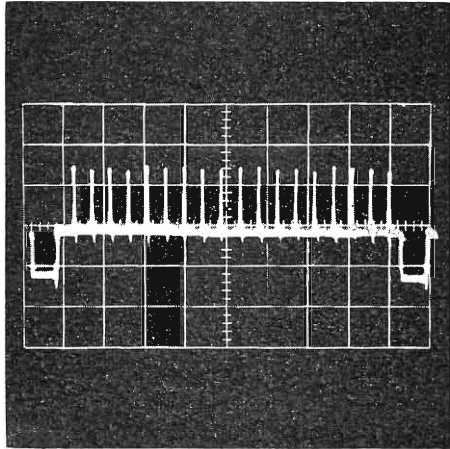



Fig. 3 - (1) = Reticolo blu; (2) = Reticolo risultante bianco; (3) = Reticolo rosso; (4) = Reticolo verde.

che sull'oscillografo se ne misura direttamente l'effetto. Il verificarsi di sovraccarichi è reso evidente a questo punto dal fatto che la regolazione di ampiezza sopra descritta non agisce più a partire da un certo valore e in tale modo si può studiare un sovraccarico dell'amplificatore FI o di quello video. Il segnale a scala ad angoli retti si presta anche per esaminare la larghezza di banda dell'amplificatore FI o video.

Se si osservano spigoli arrotondati, si devono eliminare mediante una taratura del canale FI con l'ausilio di un generatore vobulato. Se il segnale video all'uscita del diodo rivelatore è corretto e si verificano nel successivo passaggio attraverso l'amplificatore dei cambiamenti di forma, si devono esaminare le reti di correzione per il miglioramento della risposta del canale video. Nel caso di eccessive sovraelongazioni possono essere interrotte le resistenze di smorzamento delle bobine, invece arrotondamenti degli spigoli indicano un cortocircuito nelle reti.

Il medesimo difetto può essere dovuto, nel caso di amplificatore FI correttamente allineato, ad un eccessivo carico capacitivo del circuito video oppure ad un aumento della resistenza di carico. Per i controlli di risposta in frequenza descritti si può in parte usare molto bene anche il reticolo di prova, poichè le linee verticali hanno una forte componente ad alta frequenza.

La fig. 5 mostra il segnale video del reticolo di prova. Si vede chiaramente che gli impulsi sono molto stretti e ben marcati. La fig. 6 mostra nuovamente i singoli stadi di un canale video ed i punti di prova « TP » per la connessione dell'oscillografo. Nel *service* è difcile verificare il tempo di ritardo della linea di ritardo di 0,8 µsec. In questo caso basta la misura del segnale video prima e dopo la linea. I due segnali devono avere la stessa ampiezza, forma e polarità. Il segnale di uscita è condizionato dal corretto collegamento della linea, cosa che non è sempre possibile ottenere, in quanto la sua impedenza caratteristica presenta generalmente delle leggere variazioni.

Fig. 5

## 2.2. - Regolazione della luminosità e del contrasto

Per la corretta taratura di un ricevitore TVC è essenziale che siano prima esattamente regolati il contrasto (ampiezza del segnale $U_Y$) e la luminosità di colore (corrente di riposo dei pennelli dei tre cannoni elettronici) mediante i regolatori appositi. A questo scopo si presta particolarmente la scala dei grigi del generatore di barre colore. I due regolatori « Contrasto e Luminosità » vengono posti in modo che tutti gli otto gradini grigi (dal gradino sinistro bianco, a quello destro nero), siano chiaramente distinti fra loro. Se in qualche caso questo non è possibile, si deve esaminare il campo di regolazione del cinescopio (variabile con la tensione di griglia schermo). In pratica si va da — 20 V di tensione di Wehnelt (schermo molto chiaro) a circa — 120 V di tensione di Wehnelt (schermo nero).

## 2.3. - Taratura della trappola audio a 5,5 MHz

La taratura della trappola audio a 5,5 MHz è molto importante in un ricevitore TVC perchè da una parte i disturbi di interferenza a 5,5 — 4,43 = 1,07 MHz nel canale del colore provocano l'apparizione sullo schermo di moiré e d'altra parte lo stesso segnale a 5,5 MHz provoca direttamente un uguale effetto di moiré. Quest'ultimo disturbo si verifica analogamente in un ricevitore in bianco e nero. Se si preme il tasto 5,5 MHz si può ridurre al minimo il disturbo di interferenza regolando il circuito trappola a 5,5 MHz. Si può anche prelevare all'uscita video il segnale con l'oscillografo e ridurre al minimo la tensione a 5,5 MHz misurata sullo schermo dell'oscillografo. In questo caso è consigliabile l'uso di un oscillografo a 10 MHz.

L'oscillografo va collegato al punto *D* di fig. 1 oppure ai punti *X*, *Y* o *Z* di fig. 2. Per questa taratura il regolatore del contrasto deve essere portato al massimo analogamente deve essere re-

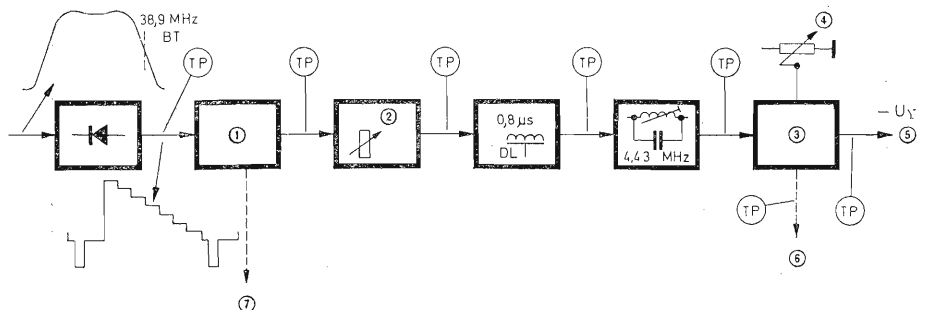



Fig. 6 - (1) = I amplificatore video; (2) = Contrasto; (3) = II amplificatore video; (4) = Luminosità; (5) = circa 100 $V_{pp}$ ai catodi del cinescopio a colori oppure, circa 1 $V_{pp}$ per la matrice di decodifica *RGB*; (6) = Separatore dei sincronismi; (7) = Segnale FI colore a 4,43 MHz.

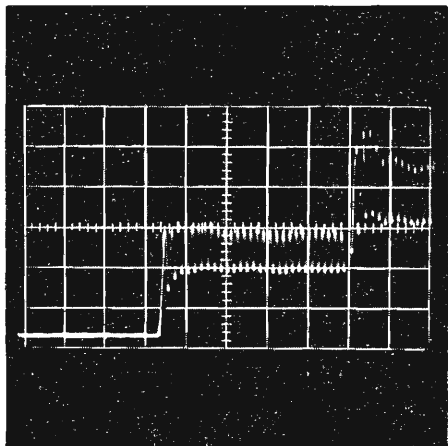



Fig. 7.

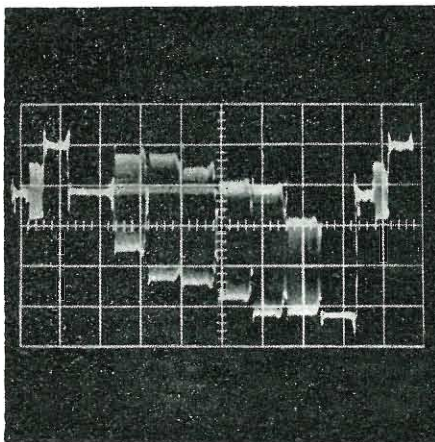



Fig. 8.

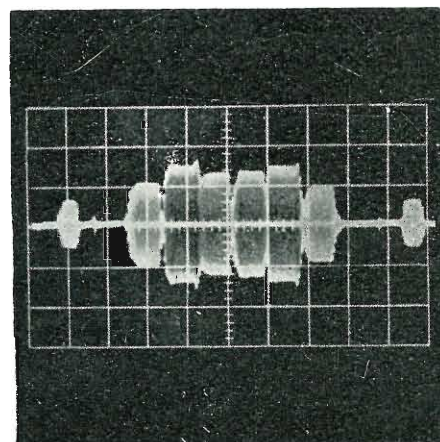



Fig. 9.

golata la tensione della portante RF del generatore di barre colore e l'amplificazione del canale Y dell'oscillografo. Se si espande l'asse X dell'oscillografo, si può osservare una porzione del segnale video a scala con sovrapposte oscillazioni a 5,5 MHz, come mostra la fig. 7 per i 4,43 MHz. Mediante il filtro di blocco si deve portare al minimo tale oscillazione. Se si collegasse l'oscillografo direttamente al circuito oscillante si produrrebbero degli errori di misura perchè verrebbe influenzata la frequenza di risonanza.

### 2.4. - Controllo del separatore di sincronismi

Per il controllo del funzionamento del separatore dei sincronismi si sfrutta la possibilità del generatore di barre colore di regolare il rapporto tra segnale video ed impulso di sincronismo. Il circuito separatore viene osservato con l'oscillografo all'ingresso ed all'uscita e viene regolata l'ampiezza del segnale di sincronismo. Lo schermo del cinescopio rivela l'agganciamento del quadro e delle righe, mentre dall'oscillografo si ricava il valore del segnale in corrispondenza del quale il funzionamento del circuito separatore non è più corretto.

### 2.5. - Controllo delle caratteristiche di sincronizzazione

Poichè le due frequenze sono accoppiate il regolatore della frequenza di riga regola contemporaneamente anche quella di quadro entro certi limiti. In questo modo si possono controllare le caratteristiche del campo di agganciamento automatico sulla frequenza di riga del ricevitore in prova. Il massimo scostamento che si può ottenere col regolatore è di circa $\pm 4\%$.

## 3. - CONTROLLO DEL CANALE AUDIO

### 3.1. - Taratura del canale FI audio

Dopo aver premuto il tasto « 5,5 MHz » si può tarare la larghezza di banda dell'amplificatore FI audio; a questo scopo si deve collegare l'oscillografo come apparato indicatore al circuito di deenfasi del demodulatore FM oppure un voltmetro a valvola al condensatore elettrolitico del circuito limitatore, in modo da misurare la tensione RF raddrizzata (taratura per il massimo). Per la taratura della FI con l'oscillografo il segnale audio si può regolare per il massimo. Tutti i circuiti a 5,5 MHz devono essere aggiustati in modo da fornire la massima tensione ed infine il circuito discriminatore deve essere regolato mediante un segnale audio per la resa migliore.

### 3.2. - Controllo della parte audio a BF

Con l'oscillografo si osserva all'uscita BF del demodulatore il segnale audio di prova che può essere seguito nell'amplificatore BF. Nel caso che si verifichino distorsioni dovute ad uno spostamento del punto di lavoro degli elementi attivi, si rivelano immediatamente delle limitazioni nella forma dell'onda, le cui cause devono poi essere ricercate.

### 3.3. - Controllo della trappola audio a 5,5 MHz

Le possibilità di controllo mediante il segnale a 5,5 MHz nel canale video sono state descritte al punto 2.3. Si trattava essenzialmente di tarare esattamente il circuito di blocco a 5,5 MHz.

## 4. - POSSIBILITÀ DI CONTROLLO E DI RIPARAZIONE CON I TASTI ROSSO, VERDE E BLU

### 4.1. - Regolazione della purezza del colore

Queste regolazioni sono state ideate particolarmente per il controllo della purezza del colore, ma danno anche delle informazioni sugli eventuali difetti della matrice di decodifica e dei circuiti di pilotaggio del cinescopio a colori. Esse vengono usate anche per la taratura dei demodulatori sincroni, come viene descritto al punto 5.6. Per il controllo della purezza del colore del ricevitore non è necessario connettere o sconnettere mediante prese i singoli cannoni elettronici. Il generatore di barre colore fornisce direttamente un'immagine codificata rossa, blu o verde. Premendo il tasto del rosso se la decodifica è corretta, si deve verificare il pieno pilotaggio del cannone del rosso e la contemporanea interdizione degli altri due. L'immagine rossa permette l'osservazione della purezza del colore in assenza assoluta di rumore. A questo punto facendo uso dei magneti di regolazione della purezza del colore e dell'ulteriore possibilità di regolazione mediante spostamento del gruppo di deflessione, si può correggere l'immagine rossa nel caso che presenti dei difetti di purezza del colore. Successivamente si può fare un ulteriore controllo con le immagini verde e blu.

### 4.2. - Controllo del funzionamento della matrice di decodifica

Per la misura si possono osservare i tre segnali, rosso, verde e blu e gli altri che si ottengono premendo contemporaneamente i tasti. Gli oscillogrammi delle tensioni di pilotaggio dei tre cannoni elettronici devono essere costituiti, a partire dal segnale di cancellazione e per la durata di una riga (circa 50 µsec) a seconda del colore scelto, da una linea orizzontale; essa giace nella posizione del livello della interdizione — il che significa pilotare il sistema al livello del nero — oppure si trova spostata in tensione — il che significa pilotaggio pieno del sistema. I tasti rosso, verde o blu devono provocare sui rispettivi elettrodi del cinescopio la stessa variazione di tensione. In caso contrario si deve procedere come indicato ai punti 5.1-5.8.
L'inclinazione delle curve di pilotaggio denuncia difetti della matrice di decodifica, come per es. errata costante di tempo di accoppiamenti RC, oppure il non funzionamento del soppressore durante il ritorno di riga. Si possono riconoscere e seguire segnali di disturbo sovrapposti al segnale di comando che è rettilineo.
Questi tre semplici oscillogrammi danno rapidamente e con sicurezza un'informazione sul funzionamento dei demodulatori sincroni della matrice del decodificatore, del circuito di soppressione e degli stadi pilota del cinescopio a colori. Essi possono essere prelevati come segnali video ai punti *A*, *B*, *C* e *D* di fig. 1 o nei punti corrispondenti di fig. 6. Nel canale del colore i segnali possono essere seguiti ai punti *I*, *K*, *L*, *M* e *N* oppure nella matrice RGB di fig. 2 ai punti *X*, *Y* e *Z*. I casi di immagini difettose vengono trattati ai punti successivi.

### 4.3. - Taratura del circuito trappola a 4,43 MHz

Ci sono due possibilità che devono essere esaminate secondo le indicazioni del costruttore. A seconda del tipo di decodifica installato, nel caso di matrice di decodifica dei segnali differenza colore, come in fig. 1, si collega l'oscillografo ai tre catodi del cinescopio, mentre nel caso di matrice RGB si collega per es. all'elettrodo di controllo del blu, cioè al punto *Z* di fig. 2, In entrambi i casi la regolazione del contrasto deve essere al massimo e la saturazione del colore al minimo, oppure il canale del colore deve essere disinserito con l'interruttore che si trova in certi apparecchi. A questo punto la cosa importante è che in presenza di segnale di colore il residuo di informazione a 4,43 MHz sia eliminato dal canale video.
Questo avviene mediante un circuito L — C collegato come blocco o come by-pass analogamente alla trappola audio a 5,5 MHz. Indipendentemente dal tipo di matrice di decodifica, si potrebbe collegare l'oscillografo direttamente a valle del circuito di blocco, portando poi al minimo il circuito. In questo modo tuttavia ci sono due svantaggi:
1) a causa del carico capacitivo si effettua una taratura errata.
2) l'amplificazione del canale video, in ogni caso disponibile, non viene sfruttata per un'indicazione migliore.
Per la taratura si deve premere il tasto blu del generatore di barre colore.

### 4.4. - Taratura del circuito a 4,43 MHz in una matrice di decodifica dei segnali differenza colore

Premere il tasto « Blu », porre il regolatore della tensione RF su 0 dB. Luminosità del ricevitore TVC al minimo, contrasto al massimo, saturazione dei colori al minimo oppure escludere il canale del colore. Collegare l'oscillografo ai tre catodi, che si trovano in parallelo, del cinescopio a colori, come in fig. 1 (punto *D*). Disporre la deflessione orizzontale dell'oscillografo per l'osservazione di una riga, espandere l'immagine il più possibile in senso orizzontale e verticale. Il segnale video di riga appare tanto più costante in ampiezza (luminosità del blu) quanto minore è l'oscillazione a 4,43 MHz sovrapposta. Questa viene portata al minimo mediante il circuito di blocco.

### 4.5. - Taratura del circuito a 4,43 MHz in una matrice di decodifica RGB

In questo caso le regolazioni sono le stesse del caso precedente, solo l'oscillografo deve venire collegato all'elettrodo di comando del blu nel cinescopio a colori. Si deve solo osservare se si tratta di comando di catodo o di griglia controllo.
La fig. 7 mostra come es. il gradino del giallo nel segnale a barre di colore, espanso nella direzione *Y*, nel caso di errata taratura. Si riconoscono chiaramente le oscillazioni a 4,43 MHz. Analoga è l'immagine che si presenta usando il segnale del solo blu.

## 5. - CONTROLLI E REGOLAZIONI MEDIANTE SEGNALE A BARRE DI COLORE

### 5.1. - Controllo del canale video

Il controllo del canale video è descritto esaurientemente al punto 2.1 per un ricevitore in bianco e nero. Ora si devono fare solo alcune considerazioni sul segnale colore a 4,43 MHz. Attraverso il rivelatore video si forma per miscelazione della portante video e della sottoportante del colore (38,9 MHz — 34,47 MHz = 4,43 MHz) il segnale colore a FI che si trova sovrapposto al segnale video come oscillazione a 4,43 MHz. Perciò il segnale video a scala non si presenta più semplicemente formato da gradini rettilinei. Si può controllare commutando il generatore sul segnale a scala in bianco e nero (tasto scala dei grigi).
Sull'oscillografo in presenza del segnale di barre di colore si vedono dopo il segnale di sincronizzazione di riga, prima il treno di oscillazioni del Burst e poi il salto di tensione del gradino del bianco (100%). Questo gradino osservato sull'oscillografo non contiene alcuna informazione a 4,43 MHz, poichè i segnali differenza colore che escono dalla matrice di codifica dello studio di ripresa nel caso del bianco sono nulli ed i modulatori funzionano con soppressione della portante. L'ampiezza dell'oscillazione a 4,43 MHz dei due successivi gradini (gradini del giallo e del ciano) in caso di esatta taratura non deve in nessun caso superare il livello del bianco. In caso contrario si deve controllare la taratura della FI, perchè è possibile che le frequenze vicine alla sottoportante del colore (34,47 MHz) vengano amplificate troppo rispetto a quelle vicine alla portante video (38,9 MHz). Può inoltre accadere che le barre di colore siano ridotte di ampiezza e non raggiungano il livello del bianco. Questo caso si verifica quando l'amplificatore FI è stato tarato in modo che la sottoportante del colore è

attenuata di 6 dB secondo il metodo della banda laterale residua.
Il segnale a 4,43 MHz sovrapposto al segnale video può essere seguito nel canale video secondo le fig. 1 e 6, fino al circuito di blocco. Il segnale TVC in caso di corretto funzionamento delle parti RF, FI e Video si presenta come in fig. 8.
Nelle riparazioni molte informazioni si ottengono seguendo il segnale dal rivelatore video fino all'ingresso dell'amplificatore FI di crominanza.
Alcuni apparecchi presentano prima dell'ingresso dell'amplificatore FI di crominanza un circuito a 4,43 MHz che lascia passare solo i segnali con frequenza attorno a 4,43 MHz. In questo caso all'ingresso si presenta la sola informazione del colore, come in fig. 9.
Anche in questo caso deformazioni della ampiezza del segnale, dovute a spostamenti del punto di lavoro nel canale di crominanza si riconoscono facilmente quando si conosca in precedenza l'oscillogramma caratteristico. Questo può essere prelevato ai punti *E* ed *E'* di fig. 1.
Analogamente si può seguire l'informazione di colore all'uscita del decodificatore PAL ai punti *G* ed *F*.

(*continua*)

## La Fairchild Du Mont nomina distributrice per l'Italia la Minthorne International

Clifton, N. I. - La Minthorne International Company, affiliata di Westbury, N. Y., è stata nominata distributrice per l'Italia dalla Fairchild Du Mont, che è una divisione della Fairchild Camera and Instrument Corp. L'annuncio dell'incarico è stato dato da Eugenio W. Swenarton, direttore vendite della Du Mont.
La Minthorne International Co. ha gli uffici a 2200 Shames Drive, Westbury. New York 11590. Essa tratterà la produzione Fairchild Du Mont di oltre 3000 tubi elettronici, ivi compresi i tubi a raggi catodici, tubi a memoria, tubi fotomoltiplicatori e tubi di potenza.
La Fairchild Du Mont dispone di una rete mondiale di rappresentanti e distributori, costituita da 31 ditte degli U.S.A. e del Canada e di 22 organizzazioni d'oltremare.
Il Signor Swenarton ha commentato: « le apparecchiature di entrata-uscita dei calcolatori hanno avuto uno sviluppo eccezionale e la Du Mont procede a preparare la sua organizzazione di vendite, in particolare per le operazioni di esportazione, per questo sviluppo ».

## Il primo ponte sospeso della Danimarca

Il compito della messa in opera del primo ponte sospeso della Danimarca — esso attraversa il Lillabaelt, il tratto di mare che divide lo Iutland dall'Isola di Funen — è stato ora completato usando cavi forniti dalla British Ropes Ltd. Il ponte farà parte dell'autostrada Europea E-4 che, una volta finita, collegherà Lisbona con Stoccolma. Quando, l'anno venturo verrà inaugurato, esso sarà venuto a costare al Ministero danese dei Lavori Pubblici oltre 13 milioni di sterline. Ma il costo sarebbe stato molto superiore e sarebbero stati necessari una maggior manodopera e un più lungo tempo per costruirlo se non fosse stato per gli speciali cavi forniti dalla ditta britannica. La lunghezza media delle 122 unità principali di cavo — 61 sono legate assieme su ciascun lato per formare due grandi cavi di sospensione — è di oltre 1592 metri, e si tratta delle più lunghe unità principali di sospensione prefabbricate che siano mai state usate per un ponte in qualsiasi parte del mondo.
La British Ropes Ltd. rivendica a sè il titolo di più grande fabbricante del mondo di cavi, con un giro d'affari l'anno scorso di oltre 45 milioni di sterline, metà delle quali per l'esportazione.

## Lampade Osram fondi metalli

Le lampade OSRAM fondi-metalli sono delle particolarissime sorgenti ad alogeni a specchio caldo con parabola metallizzata in oro appositamente realizzata per concentrare le radiazioni in un determinato punto focale con temperature sino a 1500°C: rappresentano una novità assoluta.
Le fondi-metalli sono indicate per lavori di alta precisione, micromeccanica fine, lavorazione di metalli preziosi. Fatto interessante: per le saldature non occorrono altre sostanze, per cui non si alterano i metalli.

J. G. Cochran

# Controllo del traffico aereo - Sistemi per un aerospazio più sicuro*

*(a cura di A. Turrini)*

*Si descrivono i componenti fondamentali di un sistema CTA (Controllo Traffico Aereo) e si considerano due importanti impianti dei quali fanno parte i Radar Plessey, e cioè il sistema di controllo del traffico aereo « Mediator » nel Regno Unito e il Centro Superiore Aerospaziale dell'Eurocontrollo a Maastricht. Si sono ora studiati componenti complementari di questi apparati, complementi che presentano i requisiti imposti dai gerenti del CTA di tutto il mondo e che comportano funzioni di varia complessità.*
*Questi impianti possono svilupparsi dai più piccoli apparati a centri completamente automatici, come quello che è stato istituito a Maastricht, usando però solo comuni moduli di strutture circuitali e procedure di utilizzo.*

Fino a poco tempo fa, gli impianti radar impiegati dai gestori dell'aviazione civile a scopo di controllo del traffico aereo in rotta nei centri di controllo aeroportuali, come quello di Londra, si fondavano sulla rappresentazione di dati analogici di radar primari a completamento dell'elaborazione manuale della pianificazione di voli. La correlazione fra l'informazione del radar primario e i dati del piano di volo è stata effettuata manualmente nel centro e si è riscontrato che mentre questi sistemi funzionano in generale soddisfacentemente, non permettono di sfruttare nel modo più redditizio lo spazio aereo.
È questa deficienza di perfezionamento dell'utilizzazione dell'aerospazio, che attualmente limita in certe parti del mondo il numero dei servizi aerei, procurando ansie ai responsabili dell'apprestamento di servizi di navigazione aerea sicuri e veloci.
Quando il traguardo principale è la sicurezza, è essenziale un controllo perfetto, se si vuole che persista il ritmo di espansione di circa il 13% per anno. Il contributo ad un ambiente di trasporti aerei più sicuro e meno limitante offerto dal sistema di CTA con i Radar Plessey è il risultato di anni di studio, progetti ed esperienza di lavoro. Precisamente:

*a*) utilizzazione più sicura dello spazio aereo con criteri di separazione minima fra gli aerei,

*b*) miglioramenti delle condizioni e delle apparecchiature di lavoro per gli addetti ai controlli,

*c*) disponibilità di impianti promozionali molto efficienti e costosi.

## 1. - L'INTRODUZIONE DEL RADAR SECONDARIO

L'uso del radar secondario, come mezzo normale principale per il volo di aeroplani nello spazio aereo controllato, permetterà di determinare automaticamente l'identità e l'altezza di tutti gli aerei cooperanti.
Gli attuali impianti radar, che impiegano solo radar primari, non consentono di determinare con precisione l'identità dell'aereo, salvo quando si richieda all'aereo di eseguire manovre di riconoscimento. Il radar secondario fornisce, per la prima volta, un mezzo positivo di mettere in relazione i ritorni del radar con i dati del piano di volo. Ciò si può fare o automaticamente con un calcolatore, o semiautomaticamente per mezzo della registrazione a tastiera, dopo il confronto dei dati dei piani di volo con le risposte dell'SSR (Radar Secondario di Sorveglianza), che vengono rappresentati sul PPI (= Plan Position Indicator = Indicatore planimetrico di posizione) accanto ai ritorni del radar primario.
La fig. 1 mostra una tipica rappresentazione con contrassegni, che si può ottenere con questo mezzo. Questo genere di rappresentazione migliora notevolmente le indicazioni familiari del radar primario, le quali individuano solo i ritorni del radar come « guizzi » senza informazione circa l'identità o l'altezza.

(*) Systems Technology, ottobre 1969. pagg. 1:6

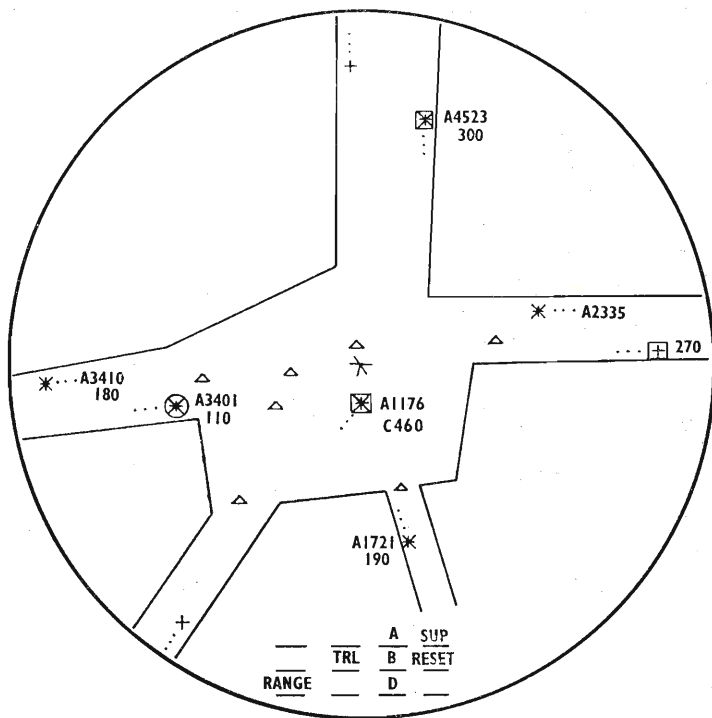
Fig. A - Complesso indicatore dei posti di controllo Plessey al Centro Sperimentale dell'Eurocontrollo a Bretigny in Francia. Gli indicatori presentano punti di riferimento, segni di richiamo e livelli di volo di aerei, sia in un'intera zona di controllo, sia in sezioni selezionate. La velocità di aggiornamento è di una volta ogni 10 secondi.

## 2. - SISTEMA « MEDIATOR » DI CONTROLLO DEL TRAFFICO AEREO

Lo scopo del sistema « Mediator » è di costituire un moderno mezzo di controllo del traffico aereo in un impianto integrato civile e militare nell'aerospazio del Regno Unito (v. fig. 2). In generale, l'attrezzatura serve le zone aeree fino e oltre livelli di volo di 2400 metri. Un centro di controllo, installato a West Drayton, nel Middlesex, assumerà le responsabilità di gestione entro le zone limitate da linee di demarcazione stabilite con accordi internazionali. Per ragioni di convenienza interna, il Centro di controllo eserciterà le sue funzioni nello spazio aereo fino a 57° Nord nel Regno Unito. La Plessey Radar è particolarmente responsabile, in questo impianto, della estrazione dei dati del radar, della trasmissione dei dati, della elaborazione e presentazione dei dati numerizzati del radar. La fig. 3 è uno schema a blocchi delle funzioni ivi esercitate.

Nel 1° stadio del Mediator, il dato del radar primario viene trasmesso mediante ponti a microonde a larga banda e rappresentato per gli addetti al controllo, impiegati nell'Aerospazio controllato per il funzionamento del radar primario, sotto forma di figure luminose a reticolo, corredate dalle indicazioni dedotte dalle risposte del radar secondario di sorveglianza. L'uso di rappresentazioni luminose su reticolo è stato adottato allo scopo di abilitare quei controllori ad osservare le immagini radar in condizioni di luce diurna regolata. La risultante riduzione del contrasto fra l'immagine e l'illuminazione del locale ambiente elimina una causa fondamentale di affaticamento dell'operatore e rende possibile, se effettuato con criterio, l'unificazione delle funzioni di controllo della procedura e del radar in una sala di operazioni (v. fig. 4). Il sistema Digitrace a convertitore di scansione della Plessey descritto sotto, supera la capacità di scrittura a carattere ristretto dei precedenti sistemi di rappresentazione luminosa di TV, in quanto i caratteri scriventi o alfanumerici possono aver luogo solo durante il breve periodo fra i quadri.

## 3. - RAPPRESENTAZIONE LUMINOSA DIGITRACE

La rappresentazione luminosa su reticolo di scansione è un'immagine viva che si forma sul PPI del radar nei posti del sistema di controllo aereo su un indicatore MK8 fino a 30 volte al secondo. Questa alta velocità di rinnovamento, permette di riprodurre l'immagine con una luminosità tale da consentire agli operatori radar di lavorare, insieme con gli addetti al controllo procedurale, in condizioni di illuminazione normale ambientali. Il sistema Digitrace è specialissimo in quanto presenta un campo attivo e un tempo di linea di oltre il 90%, ottenuti con l'uso di circuiti di generazione di scansione TV digitali, che mantengono il fascio del tubo catodico sotto il diretto controllo di posizione in ogni momento. A motivo di ciò, i dati tra le scansioni, quali i caratteri o le linee dei cursori elettronici, si possono scrivere sulla figura e

+ Tutti gli aerei

Codice di modo d'identità selezionato

Altezza selezionata. Codice di modo d'identità non selezionato

Spi (= Special Identity = Identità speciale: cerchietto lampeggiante aggiunto intorno al simbolo preesistente)

Codice selezionato di modo d'identità con altezza selezionata

A4523 Campione di codice selezionato di modo di identità.

210 Campione di altezza selezionata

C045 Campione di altezza corretta

A4523 210 Targhetta campione indicante codice selezionato di modo di identità e altezza selezionata

Punti di riferimento

Fig. 1 - Immagine tipica di controllo LPD (indicatore di posizione con iscrizioni) comprendente un elemento maschera in filo tattile.

non attraverso il convertitore di scansione. Ciò rende chiara la presentazione di dati tra le scansioni esenti da macchiettature, senza perdita di dati del radar primario. Con il massimo numero di dati tra le scansioni previsto per il 1° Stadio del sistema Mediator, cioè 200 piste radar, l'immagine del radar primario si rinnova 20 volte per secondo. Un convertitore di scansione può pilotare qualsiasi numero di indicatori, attraverso i necessari amplificatori di distribuzione, ciascun indicatore sfrutta un'immagine identica. Normalmente, perciò, si impiega un convertitore di scansione per ciascun posto indicatore funzionale, al quale si richiede la stessa immagine.

Un sistema semplice di convertitore di scansione è illustrato in fig. 5. Si usa un convenzionale circuito di generazione dell'esplorazione P.P.I. per disegnare le figure P.P.I. sulla superficie di accumulo del tubo convertitore di scansione, il tempo di accumulo viene regolato secondo una particolare esigenza. L'immagine viene letta da fascio elettronico completamente indipendente, controllato nella deflessione da circuiti del Digitrace. Si usa un orologio funzionante a 4,25 MHz per azionare un contatore e si utilizza un segnale di uscita dal contatore per posizionare il fascio elettronico lungo l'asse del tubo.

La granularità di riga è 256 punti per riga; la granularità verticale è 1024 linee per quadro, cioè 512 righe per quadro interlacciato (trama). I segnali di scansione e il video risultante vengono pure distribuiti a ciascuno degli indicatori associati ai convertitori di scansione. Quando i dati tra le esplorazioni sono stati scritti sugli indicatori, un impulso interruttore blocca l'orologio del Digitrace per consentire che il Digitrace esplori per riassumere l'informazione dallo stesso posto, quando i dati tra le scansioni sono stati completati.

## 4. - ESTRAZIONI DELLA TRACCIA DEL RADAR PRIMARIO E SECONDARIO

### 4.1 - Estrazione della traccia del radar secondario

Nel 1° stadio del sistema Mediator, si estraggono i dati del radar secondario da tutte le teste radar e trasmessi a West Drayton mediante ponti telefonici a banda stretta. Questa tecnica, in generale, fa risparmiare il costo di mezzi antieconomici a larga banda richiesti per avere una larga banda minima di 5 MHz. L'unità di rivelazione di risposte contiene il magazzino logico e iniziale per ottenere la conversione da serie a parallelo del treno a codice in tempo reale, insieme con la lettura selezionata e s.p.i. nella ricerca di risposta di emergenza civile e militare. L'unità di rivelazione del bersaglio accetta la risposta del bersaglio in codice parallelo, la confronta con le precedenti risposte immagazzinate in una memoria a nuclei e mette in relazione le successive risposte provenienti dallo stesso bersaglio. Si genera così facilmente una serie di registrazioni dal bersaglio per la trasmissione, via ponte, all'elaboratore dell'indicatore. Inoltre, si è incorporato un generatore di bersagli di prova integrale nell'estrattore di traccia, generatore che fornisce risposte simulate di bersagli, per prove interne. Tutte le caratteristiche di autoprova sono controllate da interruttori sul pannello frontale, con indicatori visivi e allarmi per segnalare e indicare i risultati delle prove.

I messaggi di riporto digitali costituiscono i segnali di uscita dall'estrattore del radar secondario, in forma serie adatta per entrare nel modulatore della linea telefonica, con la capacità di trasmissione di 2400 o 3600 Bit/s.

### 4.2 - Estrazione combinata delle tracce primarie e secondarie (fig.7)

Il radar Plessey fornirà anche l'estrazione combinata delle tracce dei radar primario e secondario (fig. 1). L'estrattore di traccia è stato studiato per elaborare tutti i generi di video del radar

primario e tutti i modi del video secondario, compreso il modo *C*. È compatibile con una vasta gamma di tipi di radar di sorveglianza.

L'estrattore di tracce prende validi dati di bersagli dal video primarie e secondario mentre elimina i ritorni di riflessioni dal suolo primarie e le risposte laterali secondarie. Le coordinate del bersaglio e l'informazione a codice secondaria vengono correlate in un unico messaggio in formato digitale, che si genera una volta per bersaglio e per rotazione dell'antenna.

I messaggi del bersaglio vengono trasmessi dall'estrattore di tracce, che è situato nella postazione del radar, su ponti a banda stretta ai centri di telecontrollo del traffico aereo, come ad es. West Drayton.

I bersagli del radar primario vengono rivelati con tecniche di analisi statistica utilizzando un metodo di doppia soglia. La prima soglia controlla la quantizzazione del video radar (rivelazione di urto) e la seconda rivelazione controlla la dichiarazione dell'informazione del bersaglio (rivelazione di traccia). Entrambe le soglie vengono controllate dinamicamente per garantire una forte probabilità di rivelazione del bersaglio in mezzo alle riflessioni e l'eliminatore automatico di riflessioni dal suolo si è dimostrato superiore ad ogni altra tecnica analogica o digitale attualmente nota in condizioni severe di campo.

I bersagli del radar secondario vengono rivelati con quantizzazione degli impulsi e con l'individuazione dei segnali di supporto. Le risposte laterali vengono eliminate dal rivelatore di bersagli, per cui non occorre un eliminatore di lobi laterali esterno. Mezzi logici sono pure compresi per proteggere contro risposte sporadiche e fantasma. L'informazione a codice, comprendente l'impulso s.p.i. e *X*, viene estratta e lesa efficiente fino a tre modi interracciati; le risposte di emergenza ven-

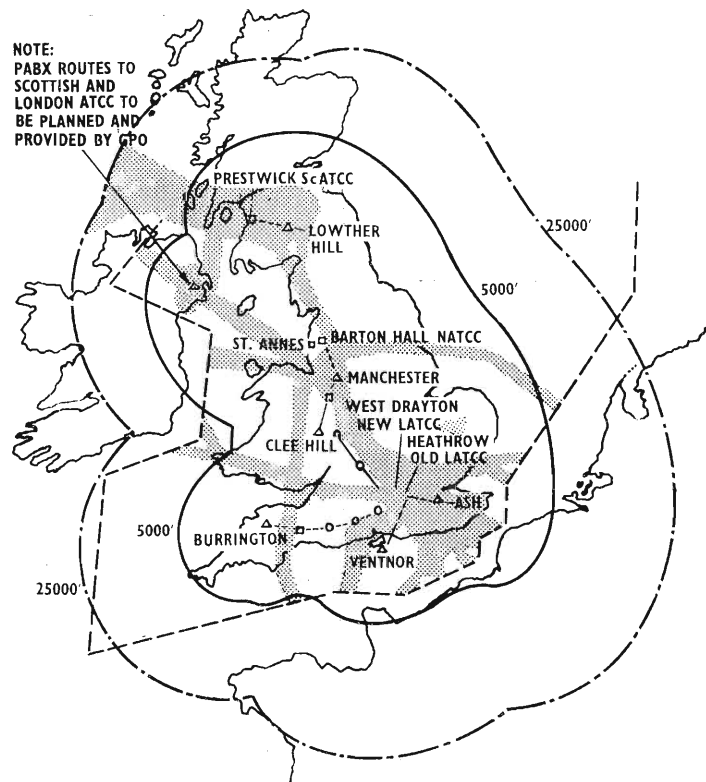



Fig. 2 - Area primaria di servizio e ponti dell'impianto Mediator.

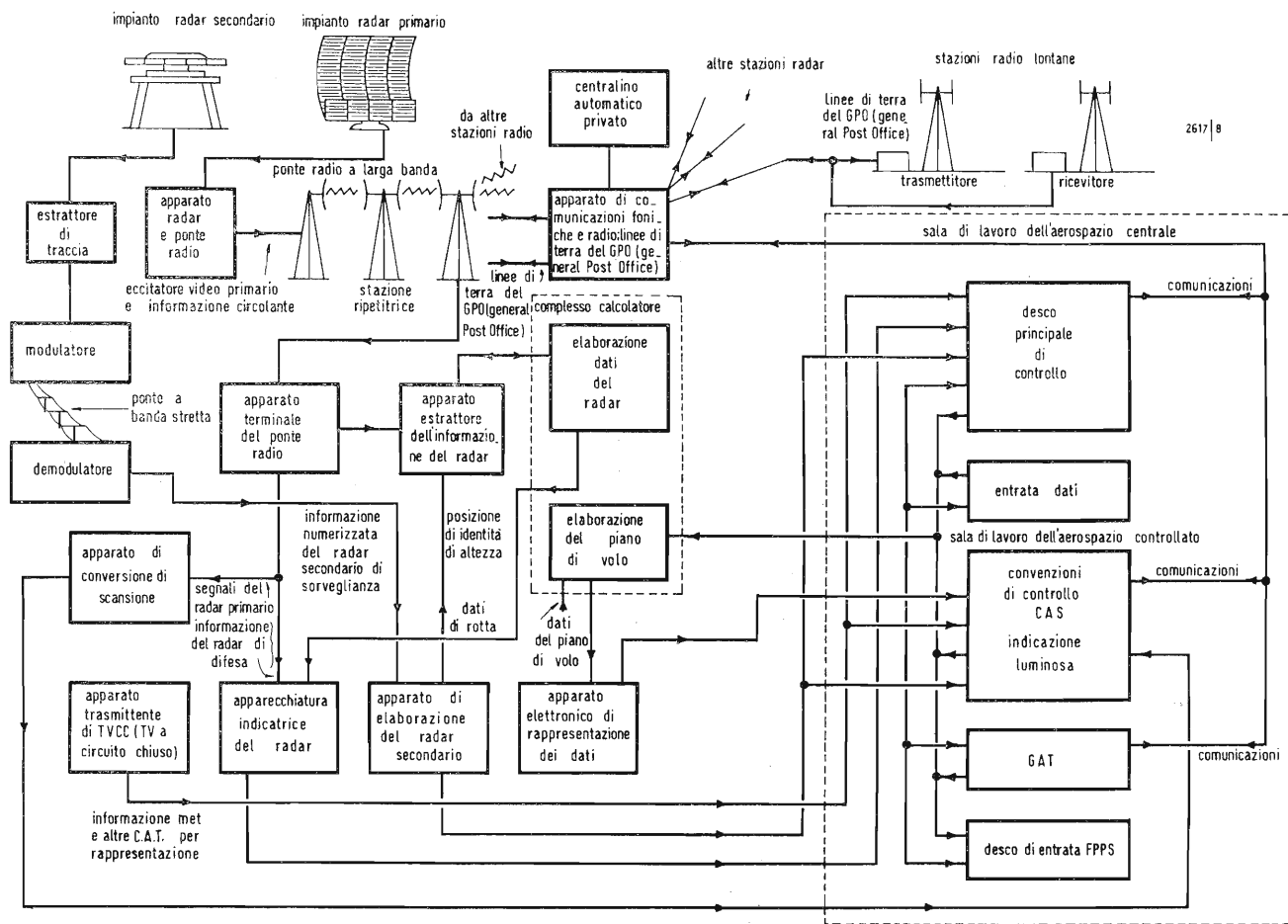



Fig. 3 - Schema a blocchi dell'impianto Mediator.

gono rivelate e vengono predisposti corrispondenti indicatori nei messaggi di uscita.

L'estrattore di tracce tipo PCD è un apparato della terza generazione, fondato sull'esperienza di oltre tredici anni di ricerche nel campo dell'elaborazione dei dati radar. La teoria di questi impianti e lo studio della logica si sono evoluti attraverso numerosi stadi basati sui dati di campo immagazzinati in molti estrattori di tracce. Questa progettazione confortata dalle prove in campo è stata adottata in questa macchina usando la più recente tecnologia dei circuiti integrati della tecnica moderna; la prestazione di questo sistema si è dimostrata superiore alla resa dei radar primario e secondario a larga banda in oltre un anno di prove in campo.

### 4.3 - Elaboratore dell'indicazione radar

L'elaboratore dell'indicazione del radar costituisce il ponte fra i sensori dell'apparato (i radar) e i dispositivi di presentazione dei dati (indicatori ecc.).

Senza un elaboratore, i dati rappresentati sono una semplice informazione radar di posizione e l'addetto al controllo deve dedurre, dallo spostamento delle tracce presentate, i parametri che gli servono per il controllo.

L'idea della Plessey è che l'elaboratore è studiato per sviluppare i calcoli e le deduzioni precedentemente fatte dal controllore; i risultati di questa elaborazione vengono presentati al controllore in una forma adatta per lui per prendere decisioni e per l'esecuzione del controllo.

Per la velocità e la precisione dell'elaboratore, si possono fare calcoli più complessi e con una frequenza più alta che se le operazioni fossero fatte manualmente.

La prima entrata all'elaboratore dell'indicatore radar sono i dati radar forniti dai radar primario e secondario; questi dati devono essere dedotti dagli estrattori di tracce dei radar primario e secondario descritti sopra.

Oltre ai dati radar, l'elaboratore dell'indicatore radar riceve i dati di entrata del controllore da dispositivi manuali di ingresso (tastiere, fili tattili, ecc.) e da dispositivi di designazione di posizione (sferette scorrevoli, penne luminose, ecc.). Si possono ricevere dati mediante ponti telestampanti o ponti di dati ad alta velocità da altri centri CTA e da un impianto di elaborazioni del piano di volo. Le entrate possono essere i dati a programma o permanenti, attraverso lettori a nastro di carta perforata, nastri magnetici, tamburi o dischi.

La prima uscita dall'elaboratore dell'indicatore radar va agli indicatori. Questi comprendono indicatori planimetrici di posizione sintetici (con indicazioni di categoria e simboli) e indicatori tabulari con vasta varietà d'informazione secondo le esigenze. Altre uscite possono essere lampade indicatrici (di guasti ecc.), stampanti lineari, stampanti a strisce, ponti telestampanti o di dati ad alta velocità, verso altri centri di CTA, e perforatori di nastri di carta e dispositivi di grande immagazzinamento (nastri magnetici, tamburi, dischi).

L'elaboratore dell'indicatore radar comprende le interfacce entrata/uscita, un calcolatore numerico ad uso generale e l'apparato indicatore. Il calcolatore realizza l'elaborazione numerica secondo quanto predisposto dai programmi e l'apparato pilota dell'indicatore genera segnali analogici per pilotare i circuiti di deviazione e video negli indicatori piani e cilindrici.

Il calcolatore scelto dalla Plessey Radar è progettato per funzionamento in tempo reale e per estensione modulare. Il requisito di tempo reale è assicurato da un ciclo di memoria molto rapido (che significa breve tempo di istruzione) e dall'impiego di accesso diretto alla memoria da dispositivi periferici. Il requisito di estensione modulare è assicurato dalla separazione delle unità elaboratrice e di memoria.

Il calcolatore più adatto ha il controllo singolo di ciascun modulo di memoria, per cui vari canali entrata/uscita possono essere connessi direttamente a ciascuna memoria. Ciò abilita l'elaboratore centrale a lavorare ininterrottamente con un modulo di memoria, mentre, per esempio, un pilota indicatore funziona contemporaneamente con un altro modulo.

L'elaboratore centrale è pure abilitato a correlare gli accessi alle memorie, se, per caso, il programma è immagazzinato in un modulo e i dati sono accumulati in un altro. Si riduce così notevolmente il tempo effettivo di istruzione. Poichè ciascun elaboratore e ciascun modulo di memoria posseggono vari mezzi di interconnessione, l'estensione del complesso calcolatore può essere realizzata a stadi successivi per l'adattamento all'ampliamento del sistema di CTA attraverso successivi stadi di rielaborazione.

## 5. - CENTRO SUPERIORE AEROSPAZIALE DI MAASTRICHT

In questo articolo non è possibile scendere in dettagli dei programmi richiesti per far fronte a queste gravi esigenze, ma la Plessey Radar sta disponendo un programma di pubblicazioni relative a molti contratti principali. Ciò rende possibile realizzare tutti i tipi, che vanno dal più semplice sistema di CTA, probabilmente dipendente solo dall'elaborazione SSR, fino agli impianti molto più complessi, comprendenti tutte le caratteristiche programmatiche sopra menzionate. Un esempio dell'impianto forse più complesso di CTA da costruire in Europa è il Centro aerospaziale Superiore di Maastricht (v. fig. 8).

La Plessey Radar ha recentemente ottenuto un contratto in collaborazione con la Compagnie Generale de Télégraphie sans Fils (CSF) e la AEG-Telefunken, per il Centro di elaborazione automatica dei dati a Maas-

Fig. 4 - Catena di controllo comprendente apparati indicatori luminosi Digitrace Plessey.

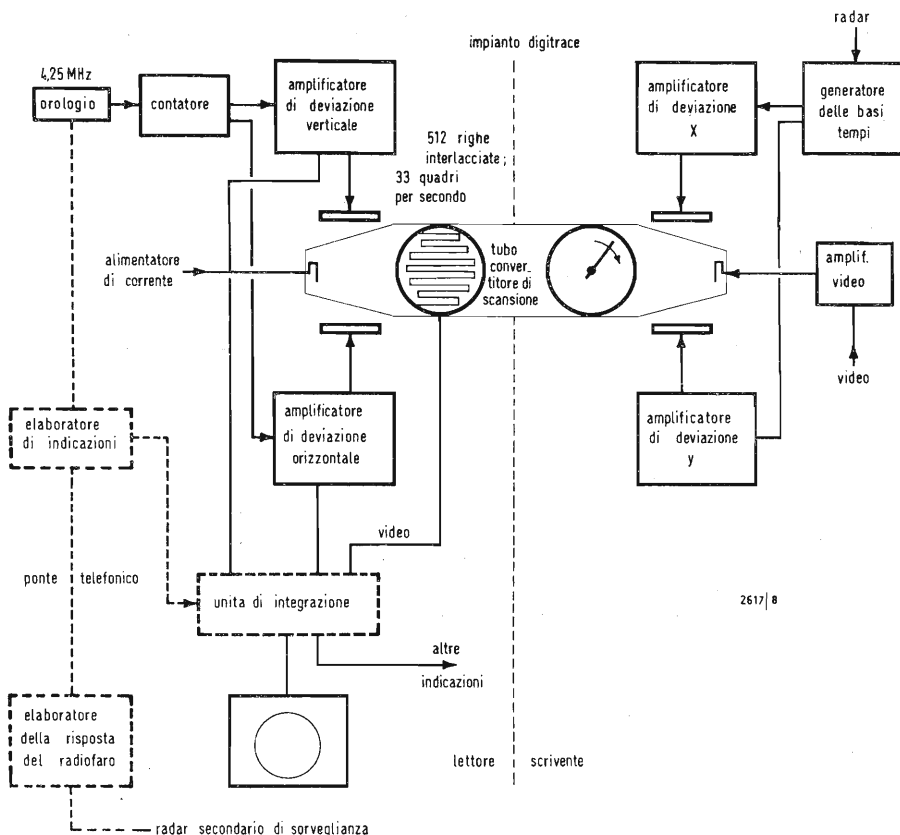



Fig. 5 - L'impianto Digitrace.

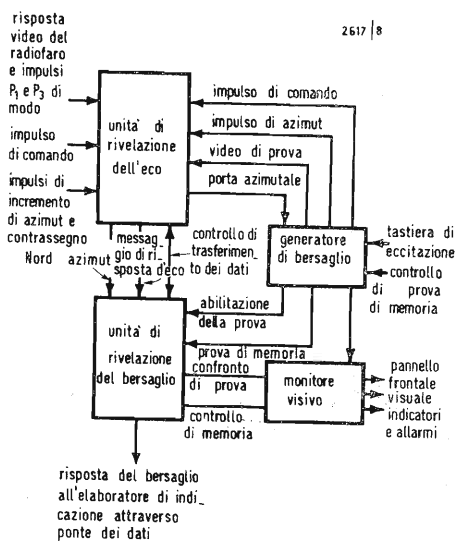



Fig. 6 - Schema a blocchi semplificato dell'elaboratore della risposta del radiofaro.

tricht (MADAP), per istituire servizi di controllo del traffico aereo per voli generali di aerotraffico nell'aerospazio superiore sopra Belgio, Olanda e Repubblica Federale tedesca.

Il funzionamento di questo impianto dipende essenzialmente dalla disponibilità di piani di volo e di dati numerizzati dei radar come informazione d'ingresso all'elaboratore automatico dei dati. L'informazione del piano di volo sarà automaticamente trasmessa dai centri automatizzati adiacenti, o localmente inseriti in un elaboratore automatico di dati. Ciò permetterà l'elaborazione di questi dati e lo stampaggio di strisce di avanzamento di volo nei posti operanti di settore, nonchè la distribuzione automatica, l'aggiornamento e l'indicazione dei dati del piano di volo negli indicatori elettronici di dati nei posti di lavoro dei controllori.

I radar primario e secondario forniranno l'informazione della posizione, dell'identità e del livello di volo dell'aereo compreso nell'area servita. L'aereo identificato sarà rappresentato con simboli di posizione associati a iscrizioni di dati alfa-numerici e sarà presentato ai controllori del traffico aereo su PPI sintetici. Altri aerei possono essere individuati e inviati agli indicatori quando lo si desidera.

L'informazione meteorologica, essenziale per le funzioni di controllo, sarà inserita sia automaticamente, sia manualmente in un elaboratore automatico di dati.

Allo scopo di analizzare le irregolarità funzionali, come la non aderenza alle norme di separazione, o altri inconvenienti, sarà necessario ricostruire l'informazione che è stata immessa e rappresentata nei posti attivi di controllo del traffico aereo associati. Perciò, i dati del calcolatore dovranno essere registrati in modo da permettere la ricostruzione di un quadro immagine della situazione del traffico ai controllori.

Fra i compiti svolti dall'elaboratore di dati sono perciò da contare:

1) convertire in forma digitale a una origine comune ogni informazione delle tracce dei radar primario e secondario a disposizione del centro superiore aerospaziale;

2) avviamento automatico, allineamento e decodificazione di tutte le risposte di modo del radar secondario;

3) correlazione automatica fra piano di volo e guida di tutti gli aerei corrispondenti a un codice discreto. In altri casi la correlazione sarà ottenuta manualmente, ma tuttavia dovranno esistere gli stessi mezzi di guida;

4) capacità di aggiornare automaticamente i piani di volo sulla base dei dati del radar, quando i posti radar si sco-

stano sensibilmente dal piano di volo calcolato;
5) avviamento automatico e guida assistita da mezzi automatici, se necessario, per il radar primario.
6) Studio delle coincidenze nella fase di pianificazione in seguito alle richieste dell'introduzione di nuovi piani di volo in predeterminate rotte di volo di traffico;
7) calcolo della durata delle rotte sulla base dei dati del piano di volo, considerando la prestazione dell'aereo e le condizioni meteorologiche;
8) calcolo di posizioni correnti da tutti i piani di volo e capacità di rappresentare le posizioni correnti dei piani di volo su P.P.I. di sintesi, a richiesta;
9) stampaggio di strisce di svolgimento di volo;
10) rappresentazione di importanti dati di volo su indicatori tabulari in tutti i posti di controllo in una forma, che soddisfi nel modo più conveniente le necessità dei singoli posti di controllo;
11) mezzi in tutti i posti di controllo per l'immissione di nuovi e revisionati dati di volo e di informazioni supplementari riguardo alle piste, come assegnazione di voli ai posti di controllo in funzione, assunzione di ricognizioni di controllo e avviamento del trasferimento di controllo.

## 6. - RINGRAZIAMENTI

Mentre l'autore (J. G. Cochran) ringrazia i suoi collaboratori della Display and Data Division della Plessey Radar, « l'antenna » ringrazia questa grande Ditta per l'autorizzazione alla presente pubblicazione. *A.*

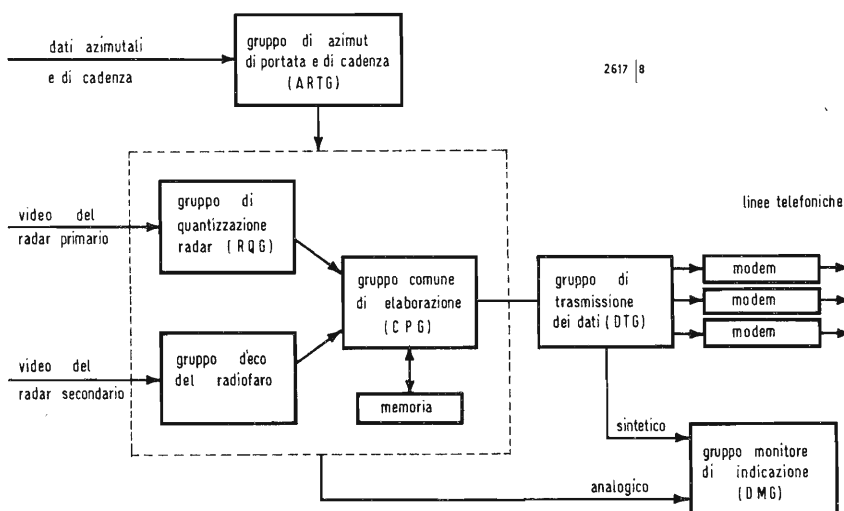



Fig. 7 - Schema a blocchi dell'estrattore di tracce.

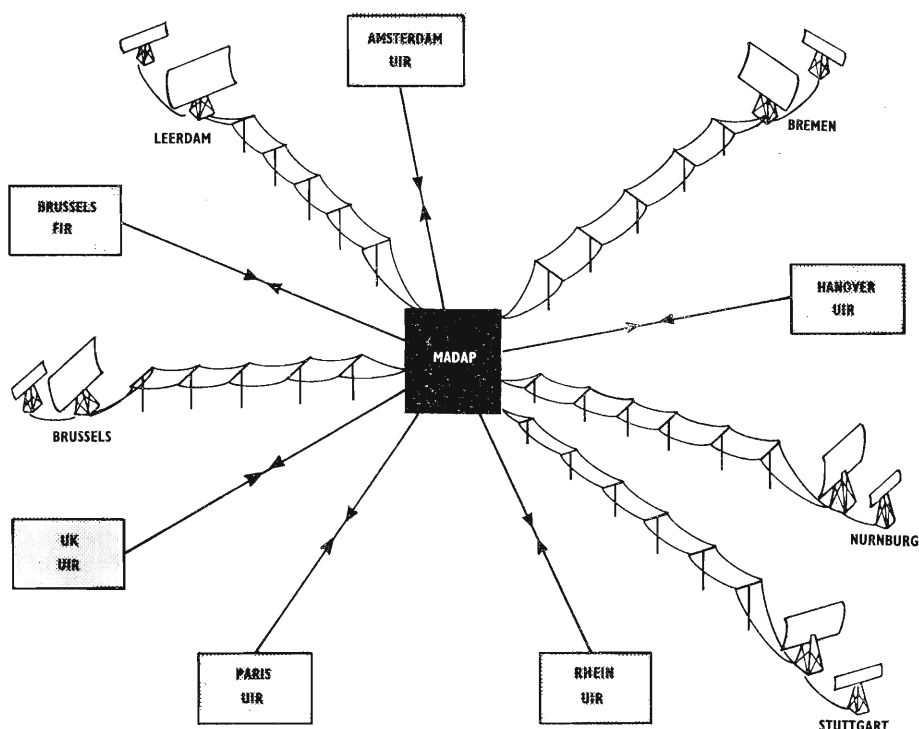



Fig. 8 - L'impianto MADAP per il controllo di gran parte dello spazio aereo dell'Europa occidentale.

Ludovico De Luca

# Le qualità accessorie del suono*

## III - Effetti legati al mezzo di riproduzione

(*) segue dal n. 3, marzo 1970, pag. 112.

### 1. - RIPRODUZIONE SONORA

Parlando di riproduzione sonora, in senso generale, intendiamo l'insieme delle operazioni occorrenti per prelevare il segnale acustico presente in un ambiente e per restituirlo, non importa se subito o molto tempo più tardi, ma sempre dopo esser passato attraverso almeno una forma non utilizzabile direttamente dagli ascoltatori, in un altro punto del medesimo ambiente o in un ambiente diverso. Nel linguaggio corrente viene chiamata riproduzione anche la serie delle operazioni che inizia, anzichè dal suono originale, da un segnale registrato qualsiasi. Allo scopo di evitare eventuali confusioni nell'uso che faremo dei vari termini, le principali parti che costituiscono un sistema di riproduzione sonora sono state riassunte in fig. 1. Resta solo da aggiungere che tra sistema, metodo e mezzo di riproduzione, useremo il primo termine per indicare soprattutto un insieme di più parti, il secondo per riferirci a una soluzione in alternativa con altre possibili e il terzo in opposizione alla trasmissione sonora diretta.

La forma intermedia più comune, tra il prelievo e la restituzione del segnale acustico, è oggi quella elettrica. Per la trasmissione di questo segnale intermedio possono essere seguiti due metodi fondamentalmente diversi: o si trasmettono tutte le informazioni necessarie per ricostituire nell'ambiente di arrivo un *segnale sonoro* simile a quello presente nel punto di partenza, oppure si trasmettono soltanto le informazioni necessarie per formare nell'ascoltatore di arrivo una *immagine acustica* simile a quella ottenibile nell'ambiente di partenza. Il primo metodo, come tutti sanno, è dovuto al fiorentino Antonio Meucci (1871) e al londinese D. E. Hughes (1877); il secondo comincia praticamente nel 1939 con il vocoder di H. W. Dudley (della Bell). Con entrambi i metodi, naturalmente, è possibile usare sistemi di trasmissione sia analogici che digitali; la forma d'onda del segnale elettrico trasmesso, di conseguenza, risulterà simile alla forma d'onda del segnale sonoro originale soltanto nel caso dei collegamenti più brevi, nei quali la trasmissione avvenga cioè a bassa frequenza.

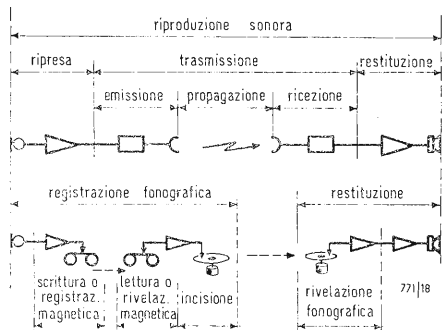
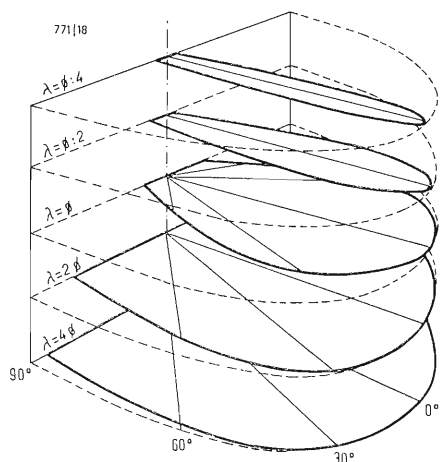
Un altro punto che conviene mettere subito in chiaro riguarda il criterio con cui si può giudicare la bontà del mezzo di riproduzione, ovvero il grado di approssimazione ottenuto tra la copia e l'originale. Il problema è perfettamente analogo a quello che si presenta, nel campo visivo, dovendo giudicare la bontà di un ritratto. Se vogliamo soltanto capire di che cosa si tratta, chiederemo *l'intelligibilità*. Se ci interessa di riconoscere il soggetto, chiederemo la *somiglianza*, eventualmente corredata dalla *naturalezza*. Se ci proponiamo invece di simulare la presenza reale del soggetto, chiederemo la *verosimiglianza*. Queste quattro qualità sono piuttosto indipendenti una dall'altra. Le figure egizie, ad esempio, mostrano la testa di profilo, l'occhio, le spalle e il tronco di fronte, le gambe nuovamente di profilo; ma è proprio una disposizione così poco naturale a dar loro la massima intelligibilità. Lo scarso legame tra verosimiglianza e naturalezza appare chiaro, infine, nel caso dello spaventapasseri.

Nel campo acustico, l'evoluzione tecnica si è svolta cercando ovviamente dapprima l'intelligibilità e procedendo poi verso la somiglianza, legate entrambe alle qualità caratteristiche del suono; successivamente si è cercato la naturalezza (alta fedeltà) e infine la verosimiglianza (realismo), con la riproduzione delle qualità accessorie del suono. A questo proposito è bene tener presente che il grado di perfezione di un sistema di riproduzione sonora è dato dalla sua parte peggiore, come la forza di una catena è data dal suo anello più debole. Occorre quindi migliorare *tutte* le parti di un sistema arrivato a un certo grado di sviluppo, prima di ottenere un concreto miglioramento nel risultato globale. In altre parole, mentre il peggioramento di una parte è subito riconoscibile, perchè provoca l'abbassamento di qualità dell'insieme, il perfezionamento di una singola parte del sistema viene spesso giudicato inutile, solo perchè non porta ad un miglioramento apprezzabile dell'insieme.

Fig. 1

Fig. 2

Fig. 3

Fig. 4

## 2. - TRASDUTTORI ELETTROACUSTICI

In un sistema di riproduzione sonora i punti più critici sono i due trasduttori estremi: il microfono e l'altoparlante. Il primo perchè non c'è alcun modo per migliorarne la fedeltà con l'aiuto della parte elettronica (controreazione), il secondo per le potenze in gioco e per l'influenza dell'ambiente. A questi due trasduttori elettroacustici viene talvolta aggiunto il rivelatore fonografico, che in realtà è un trasduttore elettromeccanico.

Salvo poche eccezioni, nei microfoni e negli altoparlanti il segnale viene convertito da una forma di energia all'altra con l'aiuto di parti meccaniche mobili. Queste parti avranno in generale una o più frequenze di risonanza, calcolabili in base ai valori d'induttanza e di capacità del sistema. L'induttanza $L$ di un sistema meccanico, nel caso più semplice, non è altro che la massa $M$ della parte mobile (in chilogrammi), mentre la capacità meccanica $C$ (o cedevolezza) è data dal rapporto tra lo spostamento $S$ (in metri) e la forza $F$ (in newton) necessaria per provocarlo.

Se lo spostamento avviene nella direzione verticale, l'abbassamento $a$ (in metri) dovuto alla forza di gravità (ovvero lo spostamento verso l'alto che compirebbe la parte mobile se la gravità venisse a mancare) è dato dalla relazione:

$$a = F \times C$$

in cui $F$ è il peso della parte mobile, uguale al prodotto della massa per l'accelerazione di gravità:

$$F = 9{,}8\ M$$

e la cedevolezza $C$ è uguale al rapporto:

$$C = \frac{S}{F} = \frac{a}{9{,}8\ M}$$

La frequenza di risonanza, ottenuta con la solita formula:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

diventa quindi:

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{a/9{,}8}} = \frac{3{,}13}{6{,}28 \sqrt{a}} \simeq \simeq \frac{1}{2 \sqrt{a}}$$

Se ruotando un altoparlante in modo che il suo asse passi dalla posizione orizzontale a quella verticale, o viceversa, la bobina mobile si muove (lungo l'asse) di 1 cm, la frequenza di risonanza risulterà pari a:

$$f = \frac{1}{2 \sqrt{0{,}01}} = 5 \text{ Hz}$$

In pratica gli spostamenti assiali dovuti alla gravità sono molto più piccoli, tanto da passare quasi inosservati. Ad una risonanza di 50 Hz corrisponde infatti uno spostamento $a$ di un decimo di millimetro.

In fig. 2 è indicata la direttività di una superficie piana di forma circolare (pistone vibrante), alla quale può essere appunto assimilata la membrana di un normale altoparlante magnetodinamico. Alle frequenze più basse la direttività scompare quasi del tutto; anzichè usare un altoparlante con diametro di alcuni metri (paragonabile alla lunghezza d'onda), risulta vantaggioso far muovere in fase una decina di altoparlanti di media grandezza, distanti un metro o due uno dall'altro.

Da parecchio tempo il campo delle frequenze da riprodurre viene suddiviso in due o tre bande, ciascuna servita da un tipo diverso di altoparlante, alimentato da amplificatori indipendenti o per mezzo di filtri separatori. Possono essere usati anche altoparlanti multipli, nei quali la parte centrale è riservata alle frequenze più alte. La divisione delle bande di frequenza riduce il pericolo di sovraccarico, perchè nelle bobine mobili corrispondenti alle frequenze alte non viene più applicato il segnale delle frequenze basse.

Nei microfoni, come naturalmente nei rivelatori fonografici, il pericolo del sovraccarico può essere evitato soltanto riducendo il segnale ad essi applicato. Le frequenze più basse, o in qualche caso la componente continua presente nel segnale, danno luogo ad inconvenienti in quasi tutti i microfoni.

Nell'orecchio, gli stessi problemi vengono risolti in parte con la controreazione meccanica e neurale, in parte con la divisione dei rivelatori in gruppi e in parte con l'azione differenziale tra la membrana basilare e la membrana tectoria.

## 3. - CIRCUITI ELETTROACUSTICI

Un sistema di riproduzione sonora può essere considerato come un *circuito* al quale viene applicato un segnale sonoro all'estremo di entrata e che restituisce un segnale sonoro all'estremo di uscita. Se il circuito è aperto, cioè unidirezionale e facente capo a due ambienti separati, possiamo considerarlo come un semplice amplificatore. La fedeltà della forma d'onda del segnale riprodotto dovrebbe essere assicurata, in teoria, quando la risposta di frequenza dell'*intero* circuito elettroacustico è piatta per una banda parecchio maggiore di quella del segnale. In realtà è necessario ricorrere alla controreazione, so-

prattutto per smorzare in modo efficiente le risonanze della parte mobile negli altoparlanti. Una vera e propria controreazione elettroacustica richiederebbe un microfono per controllare l'onda acustica uscente dall'altoparlante; ma in tal caso il ritardo introdotto nel percorso di retroazione (fig. 3), che deve essere ovviamente piccolo rispetto al periodo della frequenza più alta presente nel segnale, risulterebbe eccessivo. Viene perciò applicata la controreazione elettromeccanica, pensabile come se iniziasse da un avvolgimento ausiliario posto accanto a quello principale sulla medesima bobina mobile. In questo modo si riesce ad abbassare fortemente l'impedenza di uscita dell'amplificatore (reazione negativa di tensione); poichè tale impedenza si trova in serie a quella della bobina, uno smorzamento efficiente richiede che venga ridotta anche la resistenza ohmica di questa. La soluzione proposta da P. Iaselli (1964) consiste nell'aggiunta di un circuito di reazione positiva di corrente. In fig. 4 è indicato lo schema equivalente di un altoparlante: $R_a$ è la resistenza dell'amplificatore, $R_b$ quella della bobina mobile, $V_u$ è la tensione di uscita dell'amplificatore. La controreazione di tensione rende piccola $R_a$, mentre la reazione positiva di corrente rende piccola anche $R_b$.

Per chiarire meglio questo punto, fermiamoci un momento a considerare l'effetto della tensione e della corrente sulla bobina mobile di un altoparlante.

Si potrebbe pensare, ad esempio, che regolando la *corrente* anzichè la tensione (facendo cioè lo stadio di uscita dell'amplificatore a corrente costante) la resistenza della bobina non avrebbe più alcun effetto negativo. Tenendo ben presente che l'*azione* (elettromeccanica) dell'amplificatore sull'altoparlante si manifesta in base alla *corrente*, mentre la *retroazione* (pure elettromeccanica) dell'altoparlante verso l'entrata dell'amplificatore si manifesta per mezzo della *tensione* indotta sulla medesima bobina mobile (per effetto del suo movimento in un campo magnetico), risulta evidente che con l'amplificatore a corrente costante (alta impedenza d'uscita) viene assicurata la corrente d'azione sulla bobina, ma si perde di vista l'effettivo spostamento di questa. Appena si effettua il controllo della tensione, riportando all'entrata dell'amplificatore la differenza (errore) tra il valore effettivo della tensione e il valore che questa dovrebbe avere, l'amplificatore si trasforma nel tipo a tensione costante (bassa impedenza di uscita).

Quando più altoparlanti di tipo uguale sono comandati da un unico amplificatore, l'effetto della controreazione si riduce notevolmente. Prendendo per esempio il caso di due altoparlanti collegati in serie, a prima vista può sembrare che, essendo la tensione di controreazione pari alla somma delle due tensioni, la coppia di altoparlanti funzioni come un *altoparlante unico*; in realtà, a causa delle inevitabili differenze di costruzione (oltre a quelle di posizione rispetto alla cassa acustica e all'ambiente), nascono degli errori in uno degli altoparlanti che il sistema amplificatore cerca (invano) di correggere nell'altro; basta pensare, del resto, che la tensione del punto intermedio tra i due altoparlanti può variare liberamente.

Se gli altoparlanti sono più d'uno, specialmente se di tipo diverso uno dall'altro, la soluzione migliore è dunque quella di un amplificatore singolo per ciascun altoparlante. Una situazione del genere è oggi piuttosto comune; al posto dei filtri separatori *LC* usati per la divisione della gamma di frequenza in due o tre altoparlanti (che impediscono lo smorzamento della bobina mobile dei vari altoparlanti, specialmente alle frequenze di scambio), dovrebbe essere usata la separazione eseguita a monte dei singoli amplificatori, con una rete *RC* tale da dividere la tensione totale in addendi. In fig. 5 è indicato uno schema di principio utilizzabile e il relativo diagramma vettoriale delle tensioni.

Passando ora ai circuiti elettroacustici chiusi, nei quali cioè il segnale sonoro in uscita dal sistema può raggiungere il microfono di entrata per via acustica, ci limiteremo al caso in cui microfoni

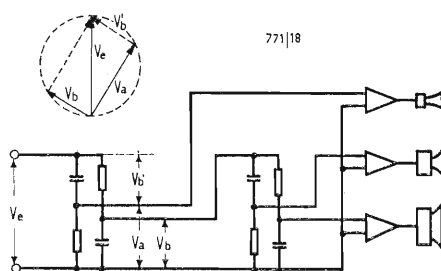



Fig. 5

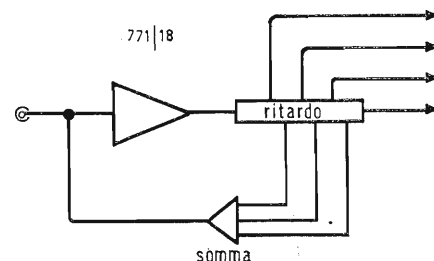



Fig. 6

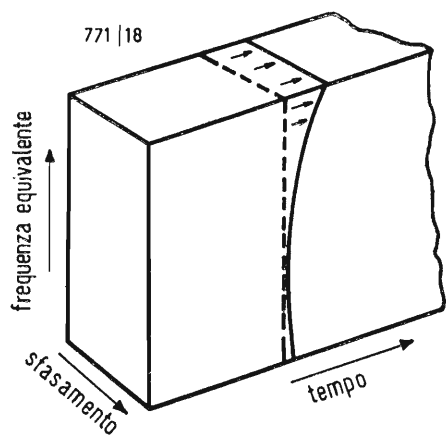



Fig. 7

e altoparlanti si trovano nel medesimo ambiente. In fig. 6 è indicato il circuito equivalente, per un numero di percorsi di ricorrenza molto minore del reale. Il sistema è stabile quando un generico segnale, viaggiando in uno qualsiasi di tali percorsi, o in una loro combinazione, subisce complessivamente una diminuzione d'ampiezza. Ciò si ottiene con vari accorgimenti. Il primo, messo a punto da C. P. Boner (1965), consiste nell'aggiustare la curva globale di risposta con la frequenza, mediante filtri inseriti nella parte *elettronica* (amplificatore); eliminando i principali massimi della curva, vale a dire abbassando il guadagno per i percorsi di ricorrenza preferiti, il guadagno *medio* può essere maggiore di quello altrimenti necessario alla stabilità. Il secondo metodo, prospettato da R. V. Waterhouse (1965) agisce in modo analogo sulla fase del sistema, sempre nella parte elettronica. Il terzo è stato proposto dal tedesco M. R. Schroeder nel 1959; esso si basa sull'inserzione di un traslatore di frequenza nel circuito elettroacustico (ad esempio tra microfono ed amplificatore), che sposta tutte le frequenze di 5 Hz (pari alla distanza media tra un massimo e un minimo nella curva attenuazione-frequenza del locale) e cambia così la forma del segnale ricorrente, ad ogni passaggio nell'amplificatore; il miglioramento ottenuto è di circa 6 dB. Un altro metodo, dovuto all'inglese P. H. Parkin (1964), consiste nell'usare (se possibile)un locale molto assorbente, in modo da evitare le riflessioni dall'altoparlante verso il microfono; la sordità eccessiva dell'ambiente viene corretta nella parte elettronica, mediante opportune risonanze.

A questi metodi si può sempre aggiungere, ovviamente, quello di rendere assorbente (se possibile) soltanto la zona del locale relativa al percorso obbligato delle onde riflesse verso il microfono. Nel caso più semplice la riverberazione avviene allora tra le pareti laterali, mentre l'interruzione del percorso di reazione è ottenuta sulla parete di fronte agli ascoltatori.

## 4. - ALTERAZIONI DELL'IMMAGINE ACUSTICA

Le alterazioni dell'immagine acustica dovute alla riproduzione possono essere divise nei seguenti quattro gruppi.

4.1. Il cambiamento di posizione dell'immagine acustica, sia che si tratti di uno spostamento tonale, laterale o nel tempo, rappresenta il caso di minore importanza. La traslazione dell'immagine nel verso delle frequenze equivalenti, in particolare, passerebbe inosservata anche ai soggetti dotati di intonazione assoluta(che potrebbero valutare spostamenti dell'ordine di 1 %), se venissero rispettate le attuali tolleranze sulla velocità media dei dischi fonografici, rispetto al valore nominale (di 33 o di 45 giri al minuto), pari a 0,1 % per la registrazione e 0,3 % per la restituzione.

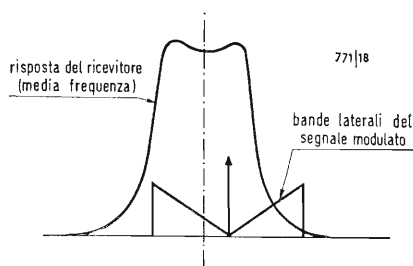
4.2. Le alterazioni del secondo gruppo riguardano l'intensità dell'immagine acustica; esse possono essere suddivise in tre sottogruppi. La variazione uniforme, nelle varie direzioni dell'immagine, equivale più o meno a un semplice cambiamento di scala. La compressione (o la limitazione) della dinamica è paragonabile invece alla resa non lineare dell'intensità nelle riproduzioni fotografiche (dovuta per esempio ad errori nei tempi di esposizione e di sviluppo). L'alterazione selettiva dell'intensità in alcune zone dell'immagine acustica, infine, equivale all'azione di filtri colorati nel campo visivo, o più semplicemente all'effetto di una illuminazione non uniforme tra le varie parti di un quadro. L'illuminazione gradualmente crescente dal basso verso l'alto del quadro (o viceversa) corrisponde in particolare al caso della risposta crescente (o decrescente) verso le frequenze alte, ovvero alla derivazione (o integrazione) del segnale. Da tutto ciò è abbastanza chiaro che le alterazioni di questo gruppo, anche quando sono ben riconoscibili come qualità accessorie del suono, *hanno generalmente un effetto trascurabile sull'intelligibilità del segnale.*

Alla regolazione manuale del livello restituito, comunque, è legato il problema di scegliere a quale condizione deve soddisfare il nuovo livello. In altre parole, se supponiamo ad esempio di abbassare il livello di un brano orchestrale riprodotto, questa operazione potrebbe equivalere a una delle seguenti condizioni: una sorgente più *lontana*, oppure un suono *attenuato* da un sipario interposto tra la sorgente e l'ascoltatore, oppure ancora un'orchestra che suona *più piano*. In pratica non verrà soddisfatta alcuna di queste condizioni, con la conseguenza di alterare le proporzioni tonali rispetto alla verosimiglianza (anche quando viene usata la cosiddetta correzione fisiologica, basata sul presupposto che sia sempre utile far sentire le frequenze basse).

4.3. Al terzo gruppo appartengono le vere e proprie distorsioni dell'immagine acustica, cioè le alterazioni riguardanti la posizione reciproca tra le varie parti dell'immagine stessa. L'equivalente nel campo visivo si trova nella distorsione dell'immagine, dovuta per esempio (come le altre aberrazioni ottiche) all'obiettivo fotografico. L'esempio più comune, indicato in fig. 7, è dato dallo spostamento nel tempo di una parte dell'immagine acustica rispetto alle altre parti. Un altro esempio meno comune, ma più grave, è dato dallo spostamento degli addensamenti tonali, uno rispetto all'altro, che abbia-

Fig. 8

Fig. 9

Fig. 10

mo già visto nel caso della distorsione tonale dovuta all'elio. Le alterazioni del terzo gruppo, sebbene poco riconoscibili come qualità accessorie, risultano quindi le più gravi nei riguardi dell'intelligibilità.

4.4. Il quarto gruppo raccoglie tutte le adulterazioni, vale a dire quelle parti che compaiono nell'immagine acustica del segnale riprodotto, mentre erano assenti nell'immagine del segnale originale. Tra queste possiamo distinguere il disturbo completamente estraneo al segnale (che resta cioè anche in assenza di segnale), il disturbo che accompagna in modo disordinato il segnale e il disturbo coerente con il segnale. Il risultato comune a tutti questi disturbi è quello di diminuire la definizione dell'immagine, come nel caso televisivo accade con i rumori e le riflessioni. I disturbi legati al segnale possono avere varie origini, anche se spesso vengono percepiti allo stesso modo: il caso più facile da osservare è forse quello in cui la sintonia di un comune radioricevitore a onde medie viene spostata leggermente dalla posizione ottima. In fig. 8 è indicata la relazione ottenuta in tal caso tra la banda delle frequenze passanti nel filtro di media frequenza e le due bande laterali del segnale ricevuto: si può notare che la sregolazione della sintonia fa *aumentare* la banda totale delle frequenze audio, a prezzo di una asimmetria nelle frequenze più alte. Questo allargamento di banda (in generale abbastanza gradevole all'orecchio) viene percepito come passaggio tra un suono chiuso e uno più aperto; alla maggiore banda si accompagna però la comparsa di suoni *apparentemente* estranei al segnale, in particolare nei momenti in cui il segnale fonico è composto di impulsi con frequenze equivalenti elevate, come accade per le consonanti sibilanti. Il lato più importante da notare in questo esperimento è che l'effetto si manifesta anche ai bassi livelli sonori, il che può farci capire che esso ha una origine diversa rispetto ai disturbi simili provocati dalla non linearità del sistema di riproduzione.

## 5. - ALTERAZIONI DEL SEGNALE

Il peggioramento di qualità dovuto al mezzo di riproduzione viene comunemente valutato in base alle differenze esistenti tra la forma d'onda del segnale riprodotto e la forma d'onda del segnale originale. Queste differenze, trascurando il disturbo estraneo al segnale, vengono chiamate genericamente *distorsioni*. Nei punti seguenti cercheremo di raggruppare le principali alterazioni del segnale, secondo un criterio che tenga conto delle relative alterazioni introdotte nell'immagine acustica.

5.1. La distorsione di *livello* consiste nella differenza tra il livello restituito dal sistema e il livello che questo dovrebbe restituire, in funzione della frequenza e del livello del segnale sinusoidale applicato. In fig. 9 questa distorsione è rappresentata da una superficie, le cui sezioni danno in un verso le curve di risposta alle frequenze e nell'altro verso le curve di linearità del guadagno ai vari livelli del segnale applicato. In fig. 10 sono riportati alcuni limiti raccomandati dal CCITT, per mezzo di due sole sezioni. La prima di queste si riferisce in particolare all'errore risultante dall'uso di un compressore di livello in un punto del collegamento telefonico e di un espansore in un punto successivo; trattandosi di misure a regime, dalla raccomandazione sfugge l'effetto principale del compressore-espansore, introdotto anche quando la curva di linearità è perfetta. È da tener presente che quasi tutti i metodi di riproduzione sonora eseguono una certa compressione della dinamica, utile sia per poter accettare in arrivo un livello di rumore più alto (rispetto al rumore che il buon isolamento acustico delle pareti permette di ottenere nelle sale di registrazione) sia per ridurre il livello massimo riprodotto (in modo di non disturbare eccessivamente i vicini di casa). Analogamente, non è indispensabile che la curva attenuazione-frequenza di un circuito elettroacustico sia rigorosamente piatta (cosa abbastanza facile da ottenere, oggi, se ci si limita ai soli amplificatori); dato che però senza alcun accorgimento (controreazione) la risposta di un sistema è generalmente molto variabile con la frequenza, una curva più piatta esprime di solito una controreazione più efficiente e quindi un comportamento d'insieme migliore. Questo particolare salta all'occhio in quegli amplificatori di alta fedeltà che danno una risposta guadagno-frequenza piatta nell'ordine di 0,1 dB per tutto il campo audio, insieme con la possibilità di una regolazione manuale della risposta alle frequenze alte e a quelle basse di oltre 15 dB. La scarsa importanza della uniformità di risposta del mezzo di riproduzione con la frequenza, sull'intelligibilità del segnale, è dimostrata dall'impiego dei sistemi di trasmissione mista, nei quali la banda da 1620 a 1920 Hz viene sottratta permanentemente dal servizio telefonico e utilizzata per altri scopi. La soppressione di questa banda di 300 Hz non equivale a cancellare una fetta della stessa larghezza nell'immagine acustica (perchè i 300 Hz riguardano segnali sinusoidali a regime), nel qual caso sarebbe pensabile come una barra opaca messa davanti all'immagine; ma anche se fosse così (fig. 11), l'intelligibilità dei segnali fonici resterebbe assicurata dal

Fig. 11

continuo spostamento caratteristico dell'immagine, come nel campo visivo resta riconoscibile una persona che si muove dietro una cancellata.

5.2. La distorsione *armonica* consiste nell'alterazione della forma d'onda riprodotta rispetto alla forma sinusoidale, quando all'entrata del sistema venga applicato un segnale sinusoidale singolo. Essa viene espressa dal rapporto percentuale tra la tensione efficace delle armoniche spurie presenti all'uscita del sistema e la tensione efficace totale. Anche questa distorsione, analogamente a quella già vista nella fig. 9, varia con la frequenza e il livello del segnale applicato. In fig. 12 sono riportati i valori ottenuti con due microcircuiti realizzati dalla Bendix, per potenze d'uscita di 5 e di 15 W. Riguardo al valore della distorsione armonica accettabile in un circuito elettroacustico completo, si può dire dagli esperimenti di Plomp (1966) che la distorsione non viene percepita fino all'ordine del 5%. Il limite varia comunque in base alla frequenza del segnale e alla causa della distorsione. Nell'epoca degli amplificatori a valvole, lo stadio finale con triodi da molti veniva considerato migliore di quello con tetrodi, a parità di potenza, *benchè avesse una distorsione armonica maggiore*; un giudizio del genere era dovuto al fatto che con il triodo l'alterazione della forma d'onda, proprio perchè cominciava prima, era più graduale (dando luogo alla percezione di tonalità estranee in misura minore rispetto al tetrodo). In fig. 13 sono riassunti i risultati delle prove soggettive eseguite da Olson (1947), sul valore di distorsione giudicato appena percettibile, oppure tollerabile, da una giuria di ascoltatori.

L'effetto dei principali tipi di distorsione armonica sull'intelligibilità è stato esaminato da Licklider nel 1946. I tipi più gravi sono risultati la rettificazione lineare e il taglio centrale del segnale (fig. 14). Quest'ultimo tipo di distorsione si verifica nei sistemi di trasmissione digitale e negli amplificatori in classe $B$; in tali amplificatori l'effetto viene ulteriormente aggravato dalla chiusura intermittente del circuito di controreazione (distorsione d'incrocio).

Il rimedio più semplice è quello di passare alla classe $AB$, assicurando un certo assorbimento di corrente nello stadio finale anche in assenza di segnale, come si può ottenere ad es. con la soluzione riportata in fig. 15. Nell'amplificatore SSP200 (da 100 watt) della Mattes Electronics (1966), il cui schema di principio è riportato in fig. 16, si ha lo scambio graduale tra i due stadi (pilota e finale), senza mai interrompere la via di retroazione; in altre parole, fino a che i transistori finali restano bloccati, la potenza d'uscita viene data dallo stadio pilota, attraverso due diodi passanti (che servono a isolare lo stadio pilota dall'uscita dello stadio finale, quando quest'ultimo deve dare tutta la potenza).

5.3. La distorsione di *frequenza* consiste in un errore sistematico nelle frequenze restituite da un sistema di trasmissione telefonico; a differenza dalla traslazione tonale nell'immagine acustica, in questo tipo di distorsione la frequenza di ripetizione resta immutata. Con un errore di 2 Hz, limite del CCITT per i circuiti telefonici musicali, può diventare invece notevole l'alterazione della variazione caratteristica, specialmente quando tale variazione è zero nel suono originale.

5.4. La distorsione di *fase* consiste nell'alterazione della forma d'onda di un segnale periodico e a regime, dovuta al differente ritardo delle componenti dell'onda; le prove di Licklider (1957) e di Schroeder (1959), come quelle più recenti di Plomp (1969), hanno dimostrato che non sempre è lecito trascurare questa distorsione, come viene fatto comunemente.

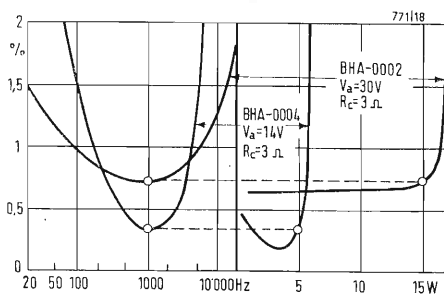
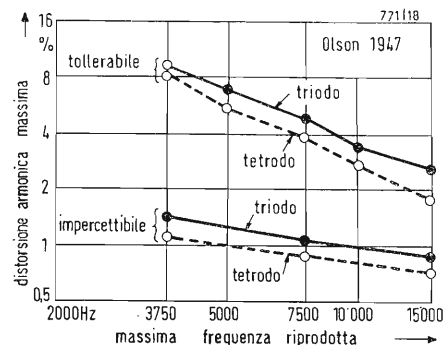
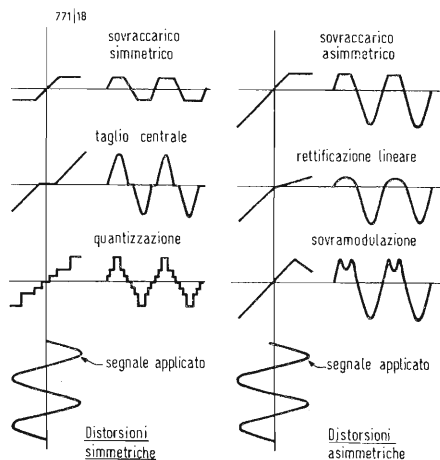
5.5. La distorsione di *gruppo* dipende

Fig. 12

Fig. 13

Fig. 14

Fig. 15

Fig. 16

anch'essa dal differente ritardo con cui vengono restituite le differenti parti che compongono il segnale, considerato però in questo caso come impulso. Le raccomandazioni provvisorie del CCITT (1969) per i circuiti monofonici di alta qualità danno un ritardo massimo di 55, di 24 e di 8 ms, in corrispondenza di gruppi di frequenze intorno a 40, a 750 ed a 15.000 Hz, rispetto al tempo minimo di arrivo (corrispondente in genere al gruppo delle frequenze intorno a 2000 Hz).

## 6. - ALTERAZIONI DELLE QUALITÀ ACCESSORIE

La riproduzione sonora altera naturalmente anche le qualità accessorie ambientali del segnale originale. Talvolta avviene una somma tra gli effetti dei due ambienti (di ripresa e di restituzione), altre volte le qualità acsorie dell'altoparlante si sostituiscono a quelle della sorgente originale. Per quando riguarda la *presenza*, comunemente si ammette che il suono riprodotto è dotato di presenza quando esso sembra provenire da un punto posto *davanti* all'altoparlante, mentre la presenza manca quando il suono sembra provenire da un punto posto dietro all'altoparlante (come sembrerebbe appunto se una sorgente reale fosse ascoltata attraverso una apertura nella parete, grande come l'altoparlante).

Presenza e lontananza sono due qualità accessorie del suono che si prestano bene, a questo punto, per mettere in chiaro l'effetto del mezzo di riproduzione ideale. Se la riproduzione ideale è quella che lascia inalterate queste qualità e appare cioè trasparente, con un suono originale lontano dal microfono, il suono riprodotto deve apparire lontano dall'ascoltatore; l'opposto deve accadere con un suono vicino. L'effetto di presenza deve dunque verificarsi solo quando la sorgente sembrerebbe vicina *togliendo il mezzo di riproduzione* (dal microfono all'altoparlante), in base alla somma della distanza sorgente-microfono con la distanza altoparlante- ascoltatore. Nella maggioranza dei casi, comunque, è bene che la sorgente apparente coincida con l'altoparlante: ammessa una direttività dell'altoparlante identica a quella della sorgente, questo fatto richiederebbe la minima distanza tra il microfono e la bocca.

Gli esperimenti di M. B. Gardner, eseguiti nel 1969, riguardano la valutazione della distanza, nel caso di segnali fonici provenienti da altoparlanti disposti da due a dieci metri davanti al soggetto. Le misure sono state fatte nella camera assorbente della Bell; la curva di risposta degli altoparlanti è compresa entro una fascia di 10 dB alle frequenze centrali. I risultati hanno dimostrato che l'abilità a giudicare la distanza di un altoparlante, nel caso migliore, è estremamente piccola; con la viva voce, invece, la distanza viene valutata, dagli stessi soggetti e nello stesso ambiente, con una buona precisione. È sottintesa in questa prova l'idea della sostituzione della distanza, vale a dire che l'altoparlante viene considerato come una nuova sorgente.

Per la riverberazione, un mezzo di riproduzione trasparente porta alla somma degli effetti tra i due ambienti; anche se questi non sono eccessivamente riverberanti (singolarmente), la somma risulta quindi in generale eccessiva. Ma seppure la riverberazione presente nel segnale riprodotto non andasse a sommarsi con quella provocata dalle riflessioni nel *secondo* locale, il suo effetto sull'ascoltatore sarebbe sempre diverso da quello normale. Tale riverberazione apparirebbe infatti tutta *concentrata* nella posizione dell'altoparlante, anzichè provenire dalle varie pareti del locale. Un fatto molto comune, in questo caso, è che la riverberazione raccolta da un microfono in un ambiente (e ascoltata ad esempio per telefono) ci sembra quasi sempre maggiore di quella che ricordiamo di aver notato trovandoci in quel medesimo ambiente. Questa impressione è dovuta principalmente al migliore rapporto segnale-disturbo che, nella percezione uditiva diretta, è permesso dal sistema binaurale. L'inconveniente può essere perciò ridotto usando microfoni unidirezionali.

Un certo numero di alterazioni del suono riprodotto sono dovute al fatto che il microfono e l'altoparlante hanno dimensioni, posizioni e orientamenti, nel rispettivo ambiente, differenti da quelli che dovrebbero avere di volta in volta. Ad esempio, se volessimo davvero dar l'impressione che un suonatore di tromba si trovasse al posto d'un altoparlante, occorrerebbe cambiare ad ogni momento la direttività del suono riprodotto seguendo i movimenti del suonatore da una parte all'altra; questo non tanto per mantenere esatto il livello dell'onda diretta verso l'ascoltatore, quanto per mantenere verosimile l'insieme delle riflessioni dalle pareti. Il campo sonoro nella stanza di ascolto dipende infatti in larga misura dalla direttività della sorgente.

Ma il punto più importante, nella riproduzione delle qualità accessorie già presenti nel suono originale, resta il numero delle sorgenti. Se gli strumenti di una orchestra sono parecchi e l'altoparlante è uno, è subito evidente una possibile alterazione spaziale del suono riprodotto rispetto all'ascolto binaurale del suono originale. In altri casi può accadere l'opposto: il segnale di una sola sorgente viene prelevato con più microfoni, le cui uscite sono mescolate tra di loro. Nel suono riprodotto appare allora una alterazione temporale ri-

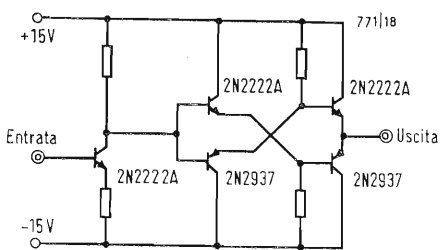
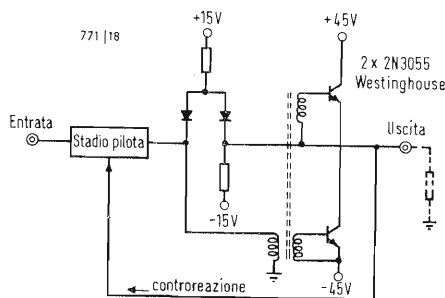
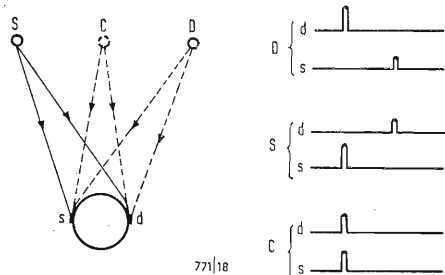



Fig. 17

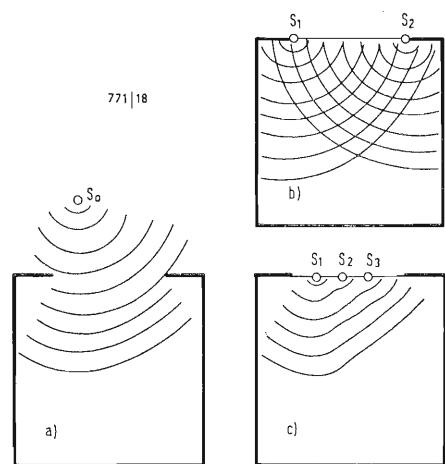



Fig. 18

spetto al segnale originale.

Un tipo simile di alterazione è quello introdotto dal sistema stereofonico a due canali. In fig. 17 è indicata la disposizione schematica dei percorsi sonori che intervengono in questo inconveniente. Supponendo che l'altoparlante destro *D* e quello sinistro *S* debbano simulare un segnale impulsivo proveniente dalla posizione centrale *C*, l'ascoltatore riceverà contemporaneamente i segnali $D_d$ e $S_s$, come riceverebbe $C_d$ e $C_s$; ma poco dopo riceverà anche la falsa coppia di segnali $D_s$ e $S_d$, che mancherebbe invece completamente se nel locale vi fosse davvero una sorgente sonora in *C*.

Il campo sonoro riprodotto da un sistema stereofonico a due canali, infatti, è sostanzialmente diverso da quello originale. Per chiarire meglio quest'ultimo punto (e per capire in che modo siano possibili soluzioni migliori delle attuali) conviene paragonare lo spazio contenuto nell'ambiente di restituzione con lo specchio d'acqua contenuto in un porto di forma rettangolare (fig. 18). Supponendo l'acqua inizialmente ferma e trascurando le riflessioni sulle sponde, possiamo facilmente immaginare l'aspetto che le onde provenienti da una generica sorgente $S_o$ assumeranno all'interno del porto (fig. 18*a*). L'insieme delle onde prodotte dalle due sorgenti $S_1$ e $S_2$, corrispondenti agli altoparlanti di un comune impianto stereofonico, avrà invece l'aspetto indicato in fig. 18*b*; data la diversità rispetto al caso precedente, non soltanto l'effetto stereofonico varierà notevolmente da un punto all'altro dell'ambiente, ma in *nessun punto* di questo sarà possibile ottenere una immagine acustica uguale a quella ottenibile con il suono originale.

Tornando al paragone portuale, supponiamo ora di tendere una corda attraverso l'imboccatura e di registrare, in corrispondenza di punti intervallati regolarmente lungo la corda, il movimento dell'acqua dovuto al passaggio delle onde provenienti da $S_o$. Immaginiamo poi di chiudere l'imboccatura e di muovere l'acqua, sotto ai singoli punti della corda, con lo stesso ordine di tempo registrato da ciascuno. Si otterrà in tal modo un insieme di onde (fig. 18*c*) tanto più simile a quello originale quanto più fitta è la serie dei punti di riproduzione. Tenendo infine presente che il numero di questi punti, una volta fissato, resta poi costante per tutte le condizioni d'impiego, si comprende pure che l'ampiezza dell'onda riprodotta è praticamente indipendente dall'angolo che, di volta in volta, viene a formarsi tra il fronte dell'onda e il fronte del porto. *A.*

## L'automazione contro lo smog

Nell'ambito della campagna mondiale contro lo smog la Honeywell ha presentato in prima europea, alla Mostra PurAria, presso il Centro Commerciale Americano di Milano, uno strumento elettronico per la diagnosi dei motori di automobilii basato sull'analisi automatica dei gas di scarico.

Questo analizzatore dei gas di scarico permette al meccanico di controllare in pochi secondi il processo di combustione in un motore di automobile, misurando le concentrazioni di ossido di carbonio e di idrocarburi che escono dal tubo di scappamento. Quando gli indici dello strumento superano certi limiti, il meccanico prende le misure necessarie per mettere a punto il motore, intervenendo sul carburatore, sulle candele, sulle valvole o su altre parti responsabili del cattivo funzionamento del motore stesso.

Lo strumento rende così due servizi: messa a punto del motore e, ben più importante, riduzione a livello minimo dei gas nocivi emessi in quantità intollerabile dalle autovetture, soprattutto nel pesante traffico cittadino.

Il nuovo strumento funziona in modo estremamente semplice e pratico: con il motore al minimo, il tecnico collega un tubo di circa 5 metri al tubo di scappamento dell'auto; una pompa preleva un campione di gas, filtrandone le particelle di acqua e di carbonio. Il gas filtrato passa quindi alla camera di combustione dove un filamento di metallo incandescente ne brucia una piccola parte. Le radiazioni ultraviolette emesse dal filamento vengono misurate da un sensore e riportate su due indici di misurazione, che danno al meccanico i dati essenziali per intervenire sul motore quando le percentuali indicate sono superiori ai minimi tollerabili.

L'analizzatore della Honeywell, che ha le caratteristiche di robustezza, elevata affidabilità, minima manutenzione e semplicità di funzionamento, verrà venduto ad un prezzo notevolmente inferiore a quello degli analizzatori a raggi infrarossi usati sinora. Lo strumento verrà presto prodotto anche in altri modelli, da usare per controllare l'efficienza dei motori a turbina e diesel di autocarri, autobus, aerei, locomotive ed impianti elettrici fissi.

*1008* • ***Sig. Morelli Guido – Villanova di Bagnocavallo (Ravenna).***

*D.* Come radioriparatore mi è stato consegnato un televisore francese SONNENCLAIR mod. « Regent » che in Francia funzionava bene.
L'apparecchio è funzionante sia per le 819 linee sia per le 625, perciò da questo lato non esistono problemi, tuttavia presenta i seguenti inconvenienti:
*a*) video con immagine negativa:
*b*) audio muto.
Per il punto *a*), ho invertito il diodo rivelatore video e l'immagine è diventata normale, ma con poco contrasto.
Punto *b*), l'audio è sempre muto.
Chiedo: lo standard francese è diverso dal nostro, e con quali caratteristiche?
Nel mio caso particolare, per migliorare il contrasto bisogna variare la taratura in RF o in FI, oppure apportare qualche modifica? (Potete mandarmi lo schema di detto ricevitore?).

Si possono modificare i circuiti Audio per poter sentire, o bisogna costruirne uno ex novo?

*R.* La standard francese differisce da quello italiano, oltre che per il numero di righe e per la larghezza del canale, soprattutto per la modulazione positiva (anzichè negativa) del video e per il suono in MA (modulazione di ampiezza) anzichè in MF (modulazione di frequenza).

Se il suo ricevitore si sincronizza sulle stazioni italiane, significa che è stato modificato il circuito di sincronizzazione orizzontale (quello verticale è per 50 Hz in Francia e in Italia), ma se il suono non c'è, significa che nulla è stato predisposto per adattare il canale audio allo standard C.C.I.R. e italiano. Bisogna provvedere una sezione suono atta a ricevere la modulazione di frequenza, cioè con preamplificatore della FI audio, limitatore, discriminatore a rapporto e stadi di A.F. (audio frequenza). È sconsigliabile il sistema intercarrier, perchè probabilmente la differenza FI video - FI audio è diversa da 5,5 MHz.

Sfortunatamente non siamo in possesso dello schema elettrico del televisore Sonnenclair Regent.

Lo scarso contrasto è indice di scarsa amplificazione soprattutto a F.I. Conviene aumentare l'amplificazione, smorzando meno i circuiti accordati a FI, sia pure a scapito della larghezza di banda esuberante in un ricevitore francese studiato per 829 righe. Occorre assicurarsi che i canali RF corrispondono a quelli italiani ed eventualmente modificare i circuiti fino alla coincidenza.

(*a.n.*)

*1009* - ***Sig. A. Tedesco – Cassino.***

*D.* Nel N.2 dell'Antenna Febbraio 1967 a pag. 87 è stato pubblicato lo schema dell'amplificatore Acoustech, V. Chiedo alcuni chiarimenti per realizzarne la costruzione.
1°) $R_x$, $R_j$, $R_z$. Sapere i valori approssimativi

2°) I transistori finali tipo AT1856 sono PNP, o NPN?

3°) Tutti i transistori del preamplificatore sono NPN, perchè sono alimentati con tensione positiva all'emittore? (che questi non portano alcuna sigla non ha alcuna importanza, possono essere sostituiti con BC109 BC108, e vari).

4°) Quale è la tensione al punto *A* e punto *B* dell'alimentatore?
5°) Non avendo trovato le caratteristiche su di un classificatore universale di D1 tipo 1N3031A quale corrente sopporta?
I transistori usati sull'amplificatore di potenza non reperibili sul nostro mercato, non avendo nemmeno di questi trovato le caratteristiche nel suddetto classificatore con quali possono essere sostituiti?.

*R.* Purtroppo ci troviamo davanti a uno di quei casi tipici, nei quali ci sono punti lasciati appositamente oscuri dalle Case produttrici. Così per l'Acoustech V; nello schema del preamplificatore non sono neppure indicati i tipi di transistori, per cui, non conoscendo le correnti assorbite, non è possibile calcolare i valori di $R_x$ e $R_y$. Circa i transistori di potenza il simbolo è volutamente incompleto. Nulla è detto sui valori delle tensioni di alimentazione *A* e *B*, né sul ponte raddrizzatore a 4 diodi.
Come abbiamo più di una volta già riportato nella rubrica « A colloquio coi lettori », tutto ciò è conseguenza della politica seguita dalle Case produttrici, che con i dati pubblicati intendono solo invogliare il lettore a possedere l'apparecchio illustrato, senza per altro permettergli di autocostruirlo. « Se volete l'apparecchio, compratelo da noi! » Pensandoci bene, non si può dar loro torto! Le segnamo qui appresso l'indirizzo della Casa Acoustech, consigliandoLe di mettersi in diretta comunicazione con essa;

ACOUSTECH, INC., 139 Main Street, Cambridge 42, Massachusetts.

(*a.f.*)

*1010* - ***Sig. B. Pascucci – Civitanova (Marche).***

*D.* Da qualche anno mi sono dedicato allo studio delle iperfrequenze e poi del radar. Però fino ad ora non sono riuscito ad avere lo schema di un radar marino, uno qualunque anche di quelli usati a bordo di pescherecci di alto mare.

A me non interessa il tipo o la marca, ma vorrei lo schema di un radar del genere sopra indicato.

*R.* Un impianto radar, anche modesto, è sempre assai complesso. Esso comporta come minimo un ricetrasmettitore, un modulatore, un generatore d'impulsi trigger e gate, un P.P.I. con tutti i relativi circuiti di scansione, di generatori di marche di distanza e di elevazione, di ripetitori d'angolo (selsyn), di motori per le esplorazioni di antenna orizzontale e verticale, di alimentatori, di protezioni, di sistemi di controllo, di telecomandi, oltre ad un'importante parte meccanica per i movimenti d'antenna. Non si tratta quindi di reperire uno schema, ma un complesso di schemi (il complesso radar GCA per aeroporti comporta 88 schemi elettrici) che i fabbricanti non amano pubblicare.

Se si desidera installare un radar di bordo per un peschereccio o similia, conviene rivolgersi ai fabbricanti. Per esempio il radar per piccoli piroscafi GRUNDIG-DERVEAUX presenta un monoblocco costituito dal riflettore antenna, dal motore e dalla sezione di alta frequenza, che non è facilmente costruibile da parte di un privato, pur essendo tra i più semplici. Le consigliamo quindi di rivolgersi alla Grundig o alla Decca, o alla CGE-FIAR (Milano, via G. B. Grassi, 92) che qualche volta rispondono in modo favorevole.

(*a.n.*)

# PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

**ACCESSORI E PARTI STACCATE PER RADIO E TV TRANSISTORI**

**ATES COMPONENTI ELETTRONICI S.p.A. - Milano**
Via Tempesta, 2
Telefono 46.95.651 (4 linee)
**Semicondutt. per tutte le applicazioni**

*Elettronica Industriale* ING. O. BARBUTI

**LISSONE** (Milano) Via Pergolesi 30
Tel. 039-417.83
**Telecamere - Monitori - TV circuito chiuso - VIDEOCITOFONO.**

*emme esse*

**Antenne TV - Accessori vari**
**25025 MANERBIO (Brescia)**
Telefono 93.83.19
**Richiedere cataloghi**

**F.A.C.E. STANDARD - Milano**
Viale Bodio, 33
**Componenti elettronici ITT STANDAR**

**FANELLI - FILI - Milano**
Via Aldini, 16
Telefono 35.54.484
**Fili, cordine per ogni applicazione**

**ISOLA - Milano**
Via Palestro, 4
Telefoni 795.551/4
**Lastre isolanti per circuiti stampati**

**LIAR - Milano**
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924
**Prese, spine speciali, zoccoli per tubi.**

MALLORY

**Pile al mercurio, alcaline manganese e speciali**
**Mallory Batteries s.r.l. - Milano**
**Via Catone, 3 - Telef. 3761888/890**
**Telex 32562**

**MISTRAL - Milano**
Via Melchiorre Gioia, 72
Tel. 688.4103 - 688.4123

**RADIO ARGENTINA - Roma**
V. Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989
**Valvole, cinescopi, semicond., parti stacc. radio-TV, mater. elettronico e profess. Rich. listino.**

INDUSTRIE A. ZANUSSI S.p.A. - 33170 PORDENONE
radiotelevisione — elettronica civile
alta fedeltà e complementari

**S G S - Agrate Milano**
**Diodi Transistori**

**SPRING ELETTRONICA**
**COMPONENTI**
Di A. Banfi & C. - s.a.s.
**BARANZATE (Milano)**
Via Monte Spluga, 16
Tel. 990.1881 (4 linee)

**THOMSON ITALIANA**
Paderno Dugnano (Milano)
Via Erba, 1 - Tel. 92.36.91/2/3/4
**Semiconduttori - Diodi - Transistori**

**VORAX - Milano**
Via G. Broggi, 13
Telefono 222.451
(entrata negozio da via G. Jan)

**ANTENNE**

**AUTOVOX - Roma**
Via Salaria, 981
Telefono 837.091

**Cosruzioni antenne per: Radio - Autoradio - Transistor - Televisione e Componenti**
**FRINI ANTENNE**
**Cesate** (Milano)
Via G. Leopardi - Tel. 99.55.271

*Elettronica Industriale*
Ing. O. BARBUTI
LISSONE (MI) - Va Pergolesi 30
Tel. 039-41783
**Centralini a transistori e accessori per impianti di antenne collettive.**

**IARE - IMPIANTI APPARECCHIATURE RADIO ELETTRONICHE**
**Nichelino** (Torino)
Via Calatafimi, 56 - Tel. 62.08.02

**NUOVA TELECOLOR S.r.l. - Milano**
Via C Poerio 13
Tel. 706235 - 780101
ANTENNE KATHREIN

**APPARECCHIATURE AD ALTA FEDELTA' REGISTRATORI**

**COSTRUZIONI RADIOELETTRICHE**

**Rovereto (Trento)**
Via del Brennero - Tel. 25.474/5

**LARIR INTERNATIONAL - Milano**
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3

VIA SERBELLONI, 1 - 20122 MILANO
TEL. 799.951 - 799.952 - 799.953

Via B. Marcello, 10 - Tel. 202.250
**MILANO**
**Ampl. Preampl. Alta fedeltà esecuz. impianti.**

**R. B. ELETTRONICA di R. Barbaglia**
Via Carnevali, 107
**20158 Milano - Tel. 370.811**
Radio e fonografia elettrocoba
Apparecchiature HiFi
elettroniche a transistori

COSTRUZIONI
ELETTROACUSTICHE
DI PRECISIONE

**Direzione Commerciale: MILANO**
**Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909**
**Stabil. e Amm.ne: REGGIO EMILIA**
**V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141**

**RIEM - MILANO**
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

**SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S.p.A.**
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

**AUTORADIO**
**TELEVISORI**
**RADIOGRAMMOFONI**
**RADIO A TRANSISTOR**

**AUTOVOX - Roma**
Via Salaria, 981
Telefono 83[illegible].091
**Televisori, Radio, Autoradio**

**C.G.E. - Milano**
**Radio Televisione**
Via Bergognone, 34
Telefono 42.42

**CONDOR - Milano**
Via Ugo Bassi, 23-A
Tel. 600.628 - 694.267

**TRANSISTORS**
**STABILIZZATORI TV**

Soc. in nome coll.
**di Gino da Ros & C.**
Via L. Cadorna
**VIMODRONE** (Milano)
Tel. 25.00.263 - 25.00.086 - 25.01.209

**DUMONT**
**Radio and Television - S.p.A. Italiana**
**80122 - NAPOLI**
Via Nevio, 102 d - Tel. 303500

**EUROPHON - Milano**
Via Mecenate, 86
Telefono 717.192

**FARET - VOXSON - Roma**
Via di Tor Corvara, 286
Tel. 279.951 - 27.92.407 - 27.90.52

**MANCINI - Milano**
Via Lovanio, 5
**Radio, TV, Giradischi**

**MINERVA - Milano**
Viale Liguria, 26
Telefono 850.389

**NAONIS**
**INDUSTRIE A. ZANUSSI S.P.A. - PORDENONE**
**lavatrici televisori frigoriferi cucine**

**PHONOLA - Milano**
Via Montenapoleone, 10
Telefono 70.87.81

**RADIOMARELLI - Milano**
Corso Venezia, 51
Telefono 705.541

**ROBERT BOSCH S.p.A. - Milano**
Via Petitti, 15
**Autoradio Blaupunkt**

Milano - Via Stendhal 45
Telefono 4225911
**Televisori componenti radio**

**TRL**
**ELECTRONICS**
**Fono - Radio**
**Mangiadischi**
**Complessi stereofonici**
LECCO
Via Belvedere, 48
Tel. 27388

**ULTRAVOX - Milano**
Viale Puglie, 15
Telefono 54.61.351

**ZENITH**
**Televisori in bianco e nero**
**Radio-Fono HI-FI**
**ELETTRONICA MONTAGNI**
Viale Cadorna, 44 - **Firenze**
Tel. 472.959 - 593.752

**BOBINATRICI**

**PARAVICINI - Milano**
Via Nerino, 8
Telefono 803.426

## CONDENSATORI

**DUCATI ELETTROT. MICROFARAD**
**Bologna**
Tel. 400.312 (15 linee) - Cas. Post. 588

---

**ICAR - MILANO**
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

## GIOGHI DI DEFLESSIONE TRASFORMATORI DI RIGA E.A.T. TRASFORMATORI

**C E A - Elettronica**
GROPELLO CAIROLI (Pavia)
Via G. B. Zanotti
Telefono **85 114**

---

**ICAR - Milano**
**Corso Magenta, 65**
**Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)**

---

**LARE - Cologno Monzese (Milano)**
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-2391)
**Laboratorio avvolgim. radio elettrici**

## GIRADISCHI AMPLIFICATORI ALTOPARLANTI E MICROFONI

**LENCO ITALIANA S.p.A.**
**Osimo (Ancona)**
Via del Guazzatorre, 225
**Giradischi - Fonovalige**

---

**PHILIPS - Milano**
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
**Giradischi**

---

**COSTRUZIONI ELETTROACUSTICHE DI PRECISIONE**

**Direzione Commerciale: MILANO**
Via Giotto n. 15 - Telefono n. 468.909
**Stabilim. e Amm.ne: REGGIO EMILIA**
**V. G. Notari - S. Maurizio - Tel. 40.141**

---

**RIEM - Milano**
Via dei Malatesta, 8
Telefono, 40.72.147

---

**SOCIETA' ITALIANA TELECOMUNICAZIONI SIEMENS S. p. A.**
Sede, direz. gen. e uffici:
20149 MILANO
P.le Zavattari, 12 - Tel. 4388

## GRUPPI DI A. F.

**LARES - Componenti Elettronici S.p.A.**
**Paderno Dugnano** (Milano)
Via Roma, 92

---

**PHILIPS - Milano**
Piazza IV Novembre, 3
Telefono 69.94

---

**RICAGNI - Milano**
Via Mecenate, 71
Tel. 504.002 - 504.008

## POTENZIOMETRI

**ICAR - Milano**
Corso Magenta, 65
Tel. 867.841 (4 linee con ricerca aut.)

---

**LIAR - Milano**
Via Marco Agrate, 43
Tel. 530.273 - 530.873 - 530.924

---

## RESISTENZE

**Re. Co. S.a.s. FABB. RESISTENZE E CONDENSATORI**
**Riviera d'Adda (Bergamo)**

## RAPPRESENTANZE ESTERE

**Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI - Milano**
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
**Strumenti di misura**
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangamo Electric - Evershed & Vignoles - Tinaley Co.

---

**LARIR INTERNATIONAL - Milano**
Viale Premuda, 38/A
Tel. 780.730 - 795.762/3.

---

**SILVERSTAR - Milano**
Via dei Gracchi, 20
Tel. 46.96.551

---

**SIPREL - Milano**
Via S. Simpliciano 2 - Tel. 861.096/7
**Complessi cambiadischi Garrard, valigie grammofoniche Suprovox**

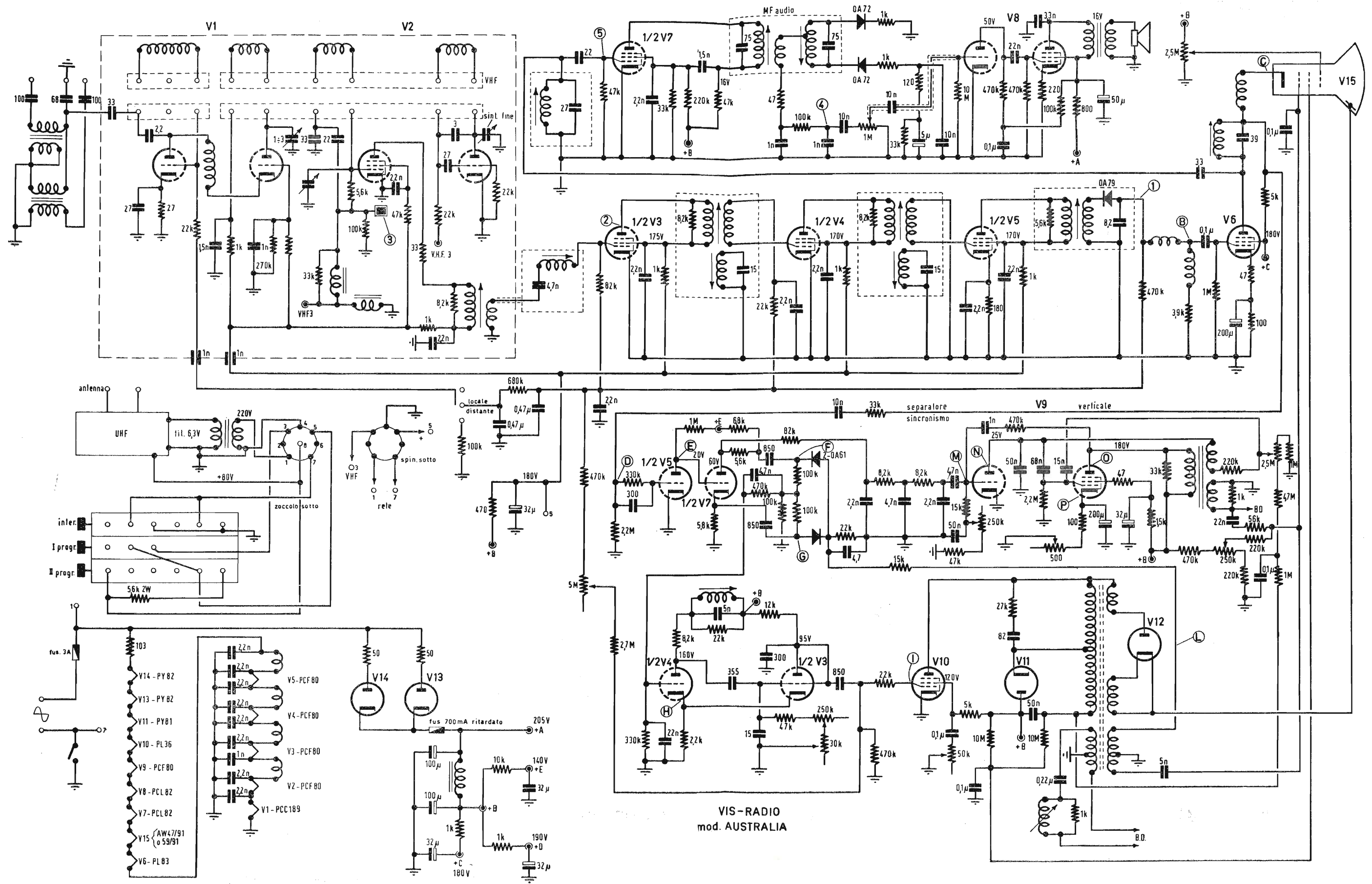
## STABILIZZATORI DI TENSIONE

**LARE - Cologno Monzese** (Milano)
Via Piemonte, 21
Telefono 2391 (da Milano 912-239)
**Laboratorio avolgim. radio elettrico**

---

# TELEVISORE

# VIS RADIO

**Mod. Australia**

Schema elettrico del ricevitore di TV VIS RADIO mod. Australia